



DOI: 10.32603/1993-8985

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

*Известия высших учебных заведений России*

# **РАДИОЭЛЕКТРОНИКА**

**Том 23 № 2 2020**



*Journal of the Russian Universities*

# **RADIOELECTRONICS**

**Vol. 23 No. 2 2020**

Санкт-Петербург  
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

2020

Saint Petersburg  
ETU Publishing house

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

**Индекс по каталогу** «Пресса России» 45818

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

Издается 6 раз в год.

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

Google Scholar, Library of Congress, Research4life, ResearchBib, WorldCat, The Lens, OpenAIRE. Индексируется и архивируется в Российском индексе научного цитирования (РИНЦ); соответствует декларации Budapest Open Access Initiative, является членом Directory of Open Access Journals (DOAJ), Crossref.

**Редакция журнала:**

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

Тел.: 8 (812) 234-10-13,

e-mail: radioelectronic@yandex.ru

**RE.ELTECH.RU**

© СПбГЭТУ «ЛЭТИ», оформление, 2020

## РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

*ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР*

**Б. А. КАЛИНИКОС**, д.ф.-м.н., проф.,

Санкт-Петербургский государственный

электротехнический университет «ЛЭТИ»

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

*ПРЕДСЕДАТЕЛЬ РЕДАКЦИОННОЙ КОЛЛЕГИИ*

**В. М. КУТУЗОВ**, д.т.н., президент, Санкт-Петербургский

государственный электротехнический университет

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

*РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:*

**Dieter H. BIMBERG**, PhD, Dr. phil. nat. Dr. h. c. mult.,

исполн. директор "Bimberg Center of Green Photonics",

Чанчуньский институт оптики, точной механики

и физики КАН, Чанчунь, Китай

**Anna DZVONKOVSKAYA**, Cand. of Sci. (Phys-Math),

R & D разработчик, HELZEL Messtechnik,

Кальтенкирхен, Германия

**Matthias A. HEIN**, PhD, Dr. Rer. Nat. Habil., Prof.,

Технический университет, Ильменау, Германия

**Jochen HORSTMANN**, PhD, Dr. Rer. Nat., директор

департамента, Гельмгольц-центр, Гестахт, Германия

**Alexei KANAREYKIN**, Dr. Sci., гл. исполн. директор,

Euclid TechLabs LLC, Солон, США

**Erkki LANDEKANTA**, PhD, Prof., Технический

университет, Лаппеенранта, Финляндия

**Ferran MARTIN**, PhD (Phys.), Prof., Автономный

университет, Барселона, Испания

**Piotr SAMCZYNSKI**, PhD, DSc, Associate Prof.,

Варшавский технологический университет,

Институт электронных систем, Варшава, Польша

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

Зиген, Германия

**А. Г. ВОСТРЕЦОВ**, д.т.н., проф., Новосибирский

государственный технический университет,

Новосибирск, Россия

**С. Т. КНЯЗЕВ**, д.т.н., доц., Уральский федеральный

университет, Екатеринбург, Россия

**А. Н. ЛЕУХИН**, д.ф.-м.н., проф., Марийский

государственный технический университет,

Йошкар-Ола, Россия

**С. Б. МАКАРОВ**, д.ф.-м.н., проф., Санкт-Петербургский

государственный политехнический университет

им. Петра Великого, С.-Петербург, Россия

**Л. А. МЕЛЬНИКОВ**, д.ф.-м.н., проф., Саратовский

государственный технический университет

им. Гагарина Ю. А., Саратов, Россия

**А. А. МОНАКОВ**, д.т.н., проф., Санкт-Петербургский

государственный университет аэрокосмического

приборостроения (ГУАП), С.-Петербург, Россия

**А. А. ПОТАПОВ**, д.ф.-м.н., гл.н.с., Институт радиотехники

и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Россия

**Н. М. РЫСКИН**, д.ф.-м.н., гл.н.с., Саратовский филиал ИРЭ

РАН, Саратов, Россия

**С. В. СЕЛИЩЕВ**, д.ф.-м.н., проф., НИУ Московский

институт электронной техники, Москва, Россия

**А. Л. ТОЛСТИХИНА**, д.ф.-м.н., гл.н.с., Институт

кристаллографии им. А. В. Шубникова РАН,

Москва, Россия

**А. Б. УСТИНОВ**, д.ф.-м.н., проф., Санкт-Петербургский

государственный электротехнический университет

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

**В. М. УСТИНОВ**, д.ф.-м.н., чл.-кор. РАН, директор, Центр

микроразработки 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 Str., 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*

**Кольцов Н. Е., Гренков С. А., Федотов Л. В.** Сравнение радиоинтерферометров с аналоговыми и цифровыми системами выделения регистрируемых сигналов..... 6

**Mitrofanov A. A., Safin A. R., Torina E. M., Udalov N. N.** Noise Properties of Two Mutually Coupled Spin-Transfer Nanooscillators in the Phase Locking Regime.....19

**Зубарев В. Ю., Пономаренко Б. В., Шанин Е. Г., Вострецов А. Г.** Построение минимаксных ансамблей аperiodических кодов Голда.....26

#### *Электродинамика, микроволновая техника, антенны*

**Павлов И. Д., Караев Я. В., Кот М. А.** Сверхширокополосная диэлектрическая стержневая антенна.....38

**Кузьмин С. В., Коровин К. О., Раимжанов Т. Р.** Вариант реализации интерактивного приложения для синтеза систем связи с антенными решетками.....46

#### *Радиолокация и радионавигация*

**Наимов У. Р.** Алгоритм коррекции координат цели в информационно -измерительной системе радиолокационной станции на основе информации о пространственной ориентации.....55

**Соколик Н. В.** Определение скорости движения и дальности быстро движущихся объектов в РЛС с непрерывным линейно -частотно-модулированным излучением с использованием автокорреляционной схемы .....63

#### *Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн*

**Головков В. А., Потапова Н. И., Руденко П. Н., Страдов Б. Г., Телятников С. В.** Приемное устройство прецизионного импульсного лазерного дальномера .....73

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

**Magrupova M. T., Talatov Yo. T.** Systematic Approach to Processing and Analysis Diagnostic Indicators of Electrocardiograms Based on Labview.....82

**Правила для авторов статей** .....89

## CONTENTS

### Original articles

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

**Kol'tsov N. E., Grenkov S. A., Fedotov L. V.** Comparison of Radio Interferometers with Analog and Digital Extraction of Recorded Signal..... 6

**Mitrofanov A. A., Safin A. R., Torina E. M., Udalov N. N.** Noise Properties of Two Mutually Coupled Spin-Transfer Nanooscillators in the Phase Locking Regime..... 19

**Zubarev V. Yu., Ponomarenko B. V., Shanin E. G., Vostretsov A. G.** Formation of Minimax Ensembles of Aperiodic Gold Codes..... 26

#### ***Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas***

**Pavlov I. D., Karaev Ya. V., Kot M. A.** Ultra Wide Band Dielectric Rod Antenna..... 38

**Kuzmin S. V., Korovin K. O., Raimzhanov T. R.** An Implementation of Interactive Application for the Synthesis of Communication Systems with Antenna Arrays..... 46

#### ***Radar and Navigation***

**Naimov U. R.** Algorithm for Correcting Target Coordinates in the Information-Measuring System of a Radar Station Based on Information about Spatial Orientation..... 55

**Sokolik N. V.** Determination of Fast-Moving Object's Speed and Range with Linear Frequency Modulation Continuous Wave Radar Using Autocorrelation Scheme..... 63

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

**Golovkov V. A., Potapova N. I., Rudenko P. N., Stradov B. G., Teliatnikov S. V.** Receiving Device of a Precision Pulsed Laser Range Finder..... 73

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

**Magrupova M. T., Talatov Yo. T.** Systematic Approach to Processing and Analysis Diagnostic Indicators of Electrocardiograms Based on Labview..... 82

**Author's Guide**..... 89

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов  
УДК 520.27  
<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-2-6-18>

Оригинальная статья

## Сравнение радиоинтерферометров с аналоговыми и цифровыми системами выделения регистрируемых сигналов

Н. Е. Кольцов<sup>1,2</sup>, С. А. Гренков<sup>2✉</sup>, Л. В. Федотов<sup>2</sup>

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

<sup>2</sup>Институт прикладной астрономии Российской академии наук (ИПА РАН), Санкт-Петербург, Россия

✉ [skynet81@yandex.ru](mailto:skynet81@yandex.ru)

### Аннотация

**Введение.** Радиотелескопами комплексов радиоинтерферометрии со сверхдлинными базами (РСДБ) обычно регистрируются несколько сигналов с относительно узкими (до 32 МГц) полосами, которые выделяются видеоконвертерами из аналогового шумового сигнала промежуточной частоты (ПЧ) с полосами до 1 ГГц. При обработке данных применяется синтез полосы частот. На новых небольших радиотелескопах (например, РТ-13) оцифровываются широкополосные сигналы ПЧ. Возможность подключения радиотелескопа РТ-13 к РСДБ-комплексу "Квазар-КВО" и к международным РСДБ-сетям обеспечивает модуль цифрового выделения узкополосных сигналов, разработанный в 2019 г.

**Цель работы.** Определение точности измерения интерферометрической групповой задержки сигнала радиоинтерферометром с цифровым модулем выделения регистрируемых сигналов и сравнение чувствительностей интерферометров с аналоговыми и цифровыми системами выделения сигналов.

**Материалы и методы.** Рассчитываются потери чувствительности интерферометров с разными системами выделения регистрируемых сигналов. Сравняются точности многоканального интерферометра с синтезом полосы частот и интерферометра, регистрирующего цифровые широкополосные сигналы ПЧ без синтеза полосы. Результаты подтверждаются РСДБ-наблюдениями в обсерваториях комплекса "Квазар-КВО".

**Результаты.** При замене аналоговой системы выделения сигналов на цифровую потери чувствительности интерферометра немного снижаются. Точность измерения интерферометрической групповой задержки не меняется. Точность повышается при синтезе полосы частот, значительно превышающей ширину полосы ПЧ, и при цифровой регистрации широкополосных сигналов ПЧ. Определены условия и минимальные синтезируемые полосы, при которых точность интерферометра с регистрацией узкополосных сигналов может быть выше точности интерферометра с регистрацией широкополосных сигналов ПЧ.

**Заключение.** Решена задача совмещения радиотелескопов РТ-13 с РСДБ-сетями, где регистрируются сигналы видеочастот. Показана эффективность установки на радиотелескопах цифровых систем преобразования сигналов.

**Ключевые слова:** радиоинтерферометрия со сверхдлинными базами, системы преобразования сигналов, цифровые видеоконвертеры, точность интерферометра, синтез полосы частот

**Для цитирования:** Кольцов Н. Е., Гренков С. А., Федотов Л. В. Сравнение радиоинтерферометров с аналоговыми и цифровыми системами выделения регистрируемых сигналов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 2. С. 6–18. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-2-6-18

---

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

**Источник финансирования:** Институт прикладной астрономии Российской академии наук.

Статья поступила в редакцию 26.11.2019; принята к публикации после рецензирования 28.02.2020; опубликована онлайн 29.04.2020

---

© Кольцов Н. Е., Гренков С. А., Федотов Л. В., 2020



## Comparison of Radio Interferometers with Analog and Digital Extraction of Recorded Signal

Nikolai E. Kol'tsov<sup>1,2</sup>, Sergei A. Grenkov<sup>2✉</sup>, Leonid V. Fedotov<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

<sup>2</sup>Institute of Applied Astronomy of Russian Academy of Sciences, St Petersburg, Russia

✉skynet81@yandex.ru

### Abstract

**Introduction.** Radio telescopes of Very Long Baseline Interferometry (VLBI) networks usually record several signals with relatively narrow (up to 32 MHz) bands, which are extracted by means of base band converters (BBC) from an analog noise signal of an intermediate frequency (IF) with bands up to 1 GHz. When processing data, frequency band synthesis is used. At new small radio telescopes (for example, RT-13), directly wideband IF signals are digitized. An ability to connect the RT-13 radio telescope to the "Quasar" VLBI complex and to international VLBI networks provides by a digital narrow-band signal extraction module developed in 2019.

**Aim.** Determining the measuring accuracy of an interferometric group delay of a signal by a radio interferometer with a digital narrow-band signal extraction module and comparing the sensitivity of interferometers with analog and digital signal extraction systems.

**Materials and methods.** Sensitivity losses of interferometers with different systems for detecting recorded signals were calculated. The accuracy of a multi-channel interferometer with the synthesis of a frequency band and of an interferometer with recording of digital broadband IF signals without band synthesis was compared. The results were confirmed by VLBI observations in the observatories of the "Quasar" complex.

**Results.** When replacing the analog system of signal extraction with digital system the sensitivity losses of the interferometer were slightly reduced. The measurement accuracy of the interferometric group delay had not changed. Accuracy increased when digitally recording broadband IF signals and when synthesizing a frequency band significantly larger than the IF bandwidth. Conditions and minimum synthesized bands were determined under which the accuracy of the interferometer with the registration of narrowband signals can be higher than the accuracy of the interferometer with the registration of wideband IF signals.

**Conclusion.** The problem of combining RT-13 radio telescopes with VLBI networks with recording of video frequency signals was solved. The efficiency of the installation of digital signal conversion systems at radio telescopes was shown.

**Keywords:** very long baseline interferometry, data acquisition systems, digital base band converters, accuracy of the interferometer, frequency band synthesis

**For citation:** Kol'tsov N. E., Grenkov S. A., Fedotov L. V. Comparison of Radio Interferometers with Analog and Digital Extraction of Recorded Signal. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 2, pp. 6–18. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-2-6-18

**Conflict of interest.** Authors declare no conflict of interest.

**Acknowledgments.** Institute of Applied Astronomy Russian Academy of Sciences.

Submitted 26.11.2019; accepted 28.02.2020; published online 29.04.2020

**Введение.** На радиотелескопах в сетях радиоинтерферометрии со сверхдлинными базами (РСДБ) широко используются многоканальные системы преобразования сигналов (СПС), которые из широкой (до 1 ГГц) полосы промежуточных частот (ПЧ) выделяют, преобразуют к видеочастотам и регистрируют в цифровой форме сигналы с относительно узкими (до 32 МГц) полосами  $\Delta F$  [1, 2].

К этому классу относятся и 16-канальные СПС Р1002М [3], которыми оснащены радиотелескопы РТ-32 РСДБ-комплекса "Квазар-КВО" [4]. Из шумового сигнала ПЧ с полосой 0.1...1 ГГц сигналы с заданными полосами  $\Delta F$  выделяются с помощью аналоговых квадратурных преобразователей частот (КПЧ) и цифровых селекторов сигналов боковых полос. Выделенные сигналы квантуются по

Сравнение радиоинтерферометров с аналоговыми и цифровыми системами выделения регистрируемых сигналов

Comparison of Radio Interferometers with Analog and Digital Extraction of Recorded Signal



амплитудам и форматируются по международному стандарту VDIF [5] или по формату VSI-H [6], после чего полученный поток данных наблюдений передается для обработки РСДБ-корреляторами [7, 8]. При РСДБ-наблюдениях по астрометрическим и геодезическим программам в полосе ПЧ обычно выделяют и регистрируют сигналы 5–8 частотных каналов с полосами  $\Delta F$  8 или 16 МГц, а при обработке данных применяется метод синтеза широкой полосы частот [9].

В последние годы основным направлением развития РСДБ становится переход к небольшим радиотелескопам с цифровыми системами регистрации широкополосных сигналов (от 0.5 до 1 ГГц) [10, 11]. Такие системы необходимы как для создания РСДБ-комплексов нового поколения [12, 13], так и для развития радиометрии [14]. Например, на 13-метровых РСДБ-радиотелескопах РТ-13 используется цифровая система преобразования широкополосных сигналов, восемь каналов которой регистрируют сигналы ПЧ с полосами  $B_0 = 512$  МГц при частоте дискретизации  $F_d = 1024$  МГц [11]. Обработка полученных каналами системы высокоскоростных потоков данных (2048 Мбит/с на канал) ведется специализированными программными РСДБ-корреляторами [15].

Чтобы интегрировать радиотелескопы с широкополосными каналами в действующие РСДБ-сети, где регистрируются и обрабатываются узкополосные сигналы видеочастот, необходимо из высокоскоростного цифрового сигнала ПЧ выделять на заданных частотах сигналы с относительно узкими полосами и преобразовывать их к видеочастотам ( $0 \dots \Delta F$ ). Эту операцию могут выполнять цифровые модули на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС), содержащие полифазные фильтры (ПФФ) и цифровые видеоконвертеры (ЦВК) [16].

Поток данных, формируемый таким модулем, по структуре и тактовой частоте не отличается от потока, получаемого в СПС Р1002М. В результате становится возможной работа радиотелескопа РТ-13, регистрирующего широкополосные сигналы, в РСДБ-комплексе "Квазар-КВО" и международных РСДБ-сетях, где регистрируются узкополосные сигналы. В связи с этим необходимо выяснить, в какой мере замена аналоговой СПС модулем цифрового выделения сигналов может повлиять на чувствительность радиоинтерферометра

и точность измерений интерференционных групповых задержек принимаемого радиоизлучения т. Эта информация нужна для рационального планирования РСДБ-наблюдений с использованием разнотипных систем преобразования сигналов и для выбора опорных источников радиоизлучения. Она же полезна и для разработки многофункциональной цифровой системы преобразования сигналов с полосами  $B_0 = 512$  МГц ( $F_d = 2048$  МГц), которая проводится с целью модернизации радиотелескопов РТ-32 и оснащения новых малогабаритных радиотелескопов.

В настоящей статье рассмотрено влияние инструментальных потерь чувствительности радиоинтерферометров с разными системами выделения регистрируемых узкополосных сигналов из широкой полосы ПЧ. Сравниваются чувствительность и точность измерения интерференционных групповых задержек сигналов для интерферометров с цифровым выделением регистрируемых узкополосных сигналов и с выделением сигналов каналами СПС Р1002М.

В связи с разработкой РСДБ-радиотелескопов со сверхширокополосными радиоастрономическими приемными устройствами (РПУ) [17, 18] и системами регистрации широкополосных сигналов [10, 11] вызывает интерес возможность синтеза полосы частот, превышающей полосу пропускания приемного канала (до 1 ГГц). Приемные устройства радиотелескопов РТ-13 [19] имеют по три приемных канала на каждый диапазон частот и на любую из двух круговых поляризацій волн, что позволяет синтезировать полосы частот шириной до 2.5 ГГц в диапазоне Х (7...9.5 ГГц) и до 6 ГГц в диапазоне К (28...34 ГГц). Поскольку эффективность такого синтеза еще не выяснена, интересно сравнить параметры многоканального интерферометра, в котором цифровым способом выделяются сигналы с узкими (до 16 МГц) полосами, из которых синтезируется широкополосный сигнал, с параметрами интерферометра, регистрирующего параллельно (без применения синтеза) до трех широкополосных (0.5 или 1 ГГц) сигналов.

**Определение чувствительности интерферометров с разными системами выделения регистрируемых сигналов.** Чувствительность радиоинтерферометра характеризуется отношением пика корреляционного отклика к среднеквадратическому отклонению (СКО) остаточного шума на выходе коррелятора. Для одноканального интерферо-



метра с полосой регистрации сигнала  $\Delta F$  отношение сигнал/шум в пике корреляционного отклика определяется как

$$R_1 = \chi \sqrt{2q_1 q_2 \Delta F t_H},$$

где  $\chi \leq 1$  – коэффициент, учитывающий потери чувствительности в приемно-регистрирующих каналах радиотелескопов и корреляторе интерферометра;  $q = T_s / T_{ш}$  – отношение шумовой температуры ( $T_s$ ) принимаемого сигнала к температуре собственных шумов ( $T_{ш}$ ) радиотелескопа на входе РПУ;  $t_H$  – время наблюдения (сканирования) источника [8]. Подстрочными индексами 1 и 2 обозначены порядковые номера радиотелескопов интерферометра. РСДБ-измерения обычно проводятся при  $R_1 > 7$ .

Коэффициент аппаратурных потерь чувствительности представим произведением  $\chi = \chi_B \chi_0$ , где первый множитель показывает потери в широкополосных приемно-усилительных каналах и устройстве выделения регистрируемых сигналов видеочастот, а второй – потери в устройствах цифровой обработки и корреляции выделенных сигналов видеочастот.

Значение коэффициента  $\chi_0$  определяется в основном потерями амплитудного квантования цифровых выборок шумового сигнала (12 % при четырехуровневом квантовании или 36.3 % при двухуровневом квантовании), а также потерями при корреляционной обработке сигналов видеочастот, которые в совокупности составляют около 13 % [9]. Для радиointерферометров с узкополосными каналами, в том числе для комплекса "Квазар-КВО" с системами Р1002М, в первом приближе-

нии можно принять  $\chi_0 \approx 0.76$  при четырехуровневом квантовании или  $\chi_0 \approx 0.55$  при двухуровневом квантовании. Эти значения  $\chi_0$  остаются справедливыми и для интерферометра с цифровыми системами выделения сигналов, так как способы амплитудного квантования, форматирования и корреляционной обработки узкополосных сигналов остаются прежними.

Для оценки качества каналов выделения сигналов достаточно сравнить коэффициенты потерь  $\chi_B$  для интерферометров с цифровыми системами выделения сигналов ( $\chi_{Ц}$ ) и аналоговыми СПС Р1002М ( $\chi_{ан}$ ).

На радиотелескопе РТ-32 РПУ соединено с СПС, размещенной в лабораторном корпусе, коаксиальной линией передачи, содержащей усилители мощности с корректорами неравномерности затухания в полосе ПЧ 0.1...1 ГГц (рис. 1). В СПС сигнал ПЧ распределяется по видеоконвертерам, каждый из которых содержит КПЧ с диодными смесителями и аналоговыми фильтрами нижних частот (ФНЧ) с полосами  $\Delta F$ , пару аналого-цифровых преобразователей (АЦП) и цифровой фазовый селектор сигналов (ФСС), разделяющий сигналы верхней и нижней боковых полос. Цифровые сигналы с полосами  $\Delta F$  после четырехуровневого квантования амплитуд поступают в форматер данных регистрирующего терминала Mark 5B+ [20], откуда данные наблюдений транслируются в центр корреляционной обработки.

При расчете коэффициента  $\chi_{ан}$  в интерферометре с СПС Р1002М учитываются потери, связанные с искажениями сигналов в приемно-усилительном канале от входа РПУ до АЦП в видеоконвертере СПС. В общем случае

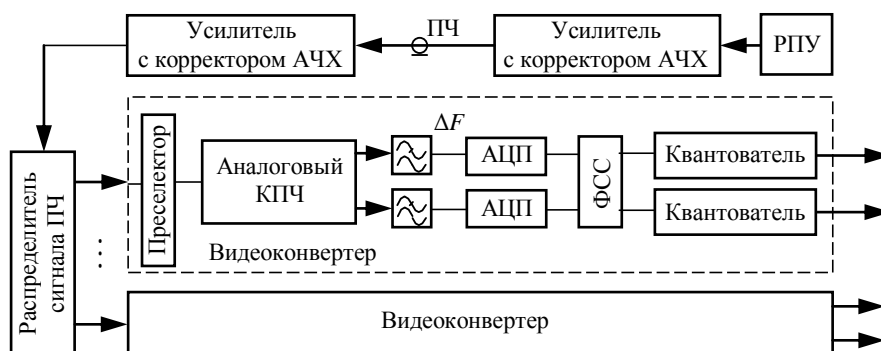


Рис. 1. Аналоговая система выделения регистрируемых сигналов на радиотелескопе РТ-32

Fig. 1. A system for extracting recorded signals at the RT-32 radio telescope

$$\chi_{\text{ан}} = \chi_0 \prod_i (1 - 0.01\eta_i),$$

где  $\eta_i$  – потери, относящиеся к  $i$ -му фактору, %. Потери около 3 % имеют место из-за искажений сигнала фазовыми шумами сверхвысокочастотных гетеродинов РПУ. Искажениями узкополосного сигнала в РПУ с широкой полосой пропускания можно пренебречь, так как амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) и фазочастотная характеристика (ФЧХ) приемного канала формируются узкополосным ФНЧ видеоконвертера. В линии передачи сигналов ПЧ вследствие неравномерности АЧХ усилителей мощности и остаточного наклона АЧХ коаксиального кабеля (нескомпенсированной неравномерности затухания) сигналы с полосами  $\Delta F$  в отдельных частотных каналах могут искажаться. Искажения АЧХ канала из-за наклона спектра приводят к потерям чувствительности интерферометра до 2 %.

Существенные потери чувствительности интерферометра могут появиться вследствие неидентичности АЧХ аналоговых фильтров в видеоконвертерах пары радиотелескопов интерферометра. Технологический разброс параметров фильтров, изменение температуры и старение элементов схемы также могут быть причинами колебательности и наклона АЧХ в полосе пропускания канала. В видеоконвертерах СПС Р1002М идентичность АЧХ и линейность ФЧХ каналов существенно повышены за счет цифровых фильтров, формирующих полосу  $\Delta F$ , и цифровых ФСС, разделяющих сигналы боковых полос с развязкой более 42 дБ. Шумы зеркального канала практически исключены, а комбинационные помехи подавлены с помощью преселектора (переключаемых фильтров) на входе видеоконвертера. Нелинейные искажения сигналов в канале с цифровыми фильтрами также практически отсутствуют. Можно пренебречь и

шумами квантования аналогового сигнала при количестве разрядов АЦП не менее 8. Потери по указанным причинам составляют около 2 %. Небольшие (около 1 %) потери чувствительности могут возникать из-за шумов сигналов гетеродинов, СКО которых снижено до  $2^\circ$  [3]. Потери чувствительности интерферометра из-за искажений сигналов в СПС Р1002М составляют в совокупности примерно 3 %.

В целом для интерферометра с каналами аналогового выделения сигналов видеочастот можно принять коэффициент аппаратных потерь чувствительности  $\chi_{\text{ан}} \approx 0.92\chi_0$ .

В интерферометрах с системами цифрового преобразования широкополосных сигналов АЦП работают с частотой дискретизации ( $F_d$ ) 2048 МГц (при полосе регистрации  $B_0 = 1024$  МГц) или 1024 МГц (при  $B_0 = 512$  МГц). Из полученного высокоскоростного (широкополосного) цифрового сигнала узкополосные сигналы выделяются с помощью сформированного в ПЛИС модуля ПФФ и ЦВК (рис. 2). Входной цифровой сигнал с  $F_d$  распределяется демультиплексором (ДМ) по  $N$  каналам ПФФ с понижением частоты до допустимого для ПЛИС значения тактовой частоты  $F_T \leq 550$  МГц. Комплексные сигналы на выходах ПФФ разделяются на  $N$  вещественных сигналов с полосами  $B_c = B_0/N$  селекторами (ФСС) на фазосдвигающих фильтрах. Из полученных полосовых сигналов ЦВК выделяют сигналы с заданными полосами  $\Delta F$ . Выделенные сигналы квантуются по амплитуде и форматируются так же, как в каналах СПС Р1002М.

В радиоастрономической аппаратуре, выполненной на ПЛИС, удобно применять ЦВК, работающие с тактовыми частотами 128 или 256 МГц [11]. Они перестраиваются цифровыми гетеродинами [21] в полосах частот до 64 или 128 МГц соответственно.

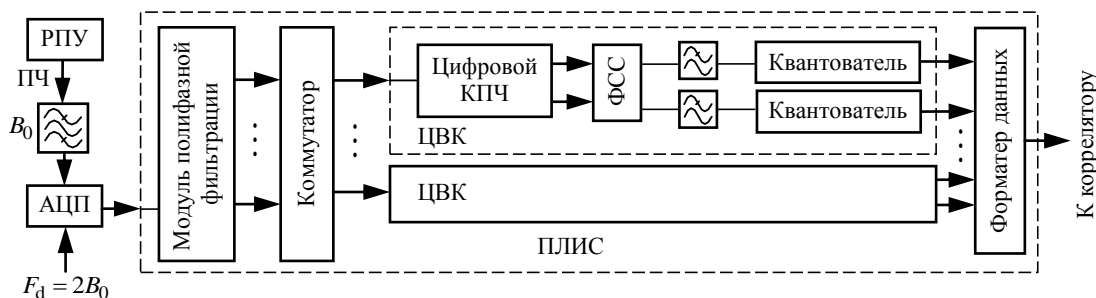


Рис. 2. Система выделения узкополосных сигналов из цифрового широкополосного сигнала

Fig. 2. System for extracting narrowband signals from a digital IF signal

При использовании гетеродинов с тактовой частотой 512 МГц [22] диапазон перестройки ЦВК расширяется до 256 МГц, но и в этом случае необходима предварительная фильтрация входного широкополосного сигнала.

При полифазной фильтрации вблизи нулевой частоты и частот, кратных  $F_T$ , сигналы искажаются. Искажения бывают и вблизи частот, кратных  $0.5F_T$ , где частично перекрываются спектры сигналов на краях соседних полос  $B_C$ . Чтобы модуль мог выделять без искажений сигналы с любыми частотами, в нем предусмотрены два  $N$ -канальных ПФФ – основной и дополнительный (рис. 3) [23]. В каналы дополнительного ПФФ входные широкополосные сигналы поступают через КПЧ. Гетеродинные квадратурные сигналы  $U_{\sin}$  и  $U_{\cos}$  имеют частоту  $F_T/4$ . При этом сигналы на выходах фазовых селекторов в каналах дополнительного ПФФ сдвигаются относительно выходных сигналов в каналах основного ПФФ на половину полосы.

На выходах основного  $N$ -канального ПФФ формируются комплексные сигналы

$$y_n(r) = \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} x[L(r-l) - (L-1)n] h_n(l) \right\} \times \exp(j2\pi n i / N), \quad (1)$$

где  $n$  – порядковый номер кода выходного сигнала;  $L$  – порядок фильтров весовых функций  $h_n(l)$ ;  $j$  – мнимая единица. Весовая функция, влияющая на

распределение энергии между главным и боковыми лепестками спектральной функции выходного сигнала, имеет вид

$$h_n(r) = 0.5 \{ 1 - \cos[2\pi r / (LN)] \text{sinc}[r / (L - 0.5N)] \},$$

где  $\text{sinc}(\zeta) = \text{sinc}(\zeta) / \zeta$ .

На радиотелескопе РТ-13 цифровой преобразователь широкополосных сигналов ПЧ располагается рядом с РПУ и соединяется с ним неподвижно закрепленным коротким (менее 1.5 м) коаксиалом. Спектр сигнала на входе АЦП формируется широкополосным фильтром ПЧ. Здесь исключены потери чувствительности, связанные с искажениями сигналов в линиях передачи сигналов ПЧ, но остались потери (до 3 %) из-за искажений сигналов в преобразователях частот фазовыми шумами гетеродинов. Все фильтры в канале выделения сигналов цифровые, чем обеспечена высокая стабильность параметров приемно-регистрирующих каналов при движении антенны и изменениях внешних климатических условий. Поэтому гарантирована линейность ФЧХ и сведены к минимуму искажения формы АЧХ приемно-регистрирующего канала (перекося и колебательность АЧХ, отклонения по полосам пропускания, смещения частот настройки). Потери чувствительности из-за неидентичности АЧХ каналов интерферометра меньше 0.3 %. Боковые лепестки АЧХ канала ПФФ ослаблены на 30 дБ. За счет внеполосных шумов, проникающих по боковым лепесткам, отношение сигнал/шум в 8-канальном ПФФ снижается примерно на 0.7 %.

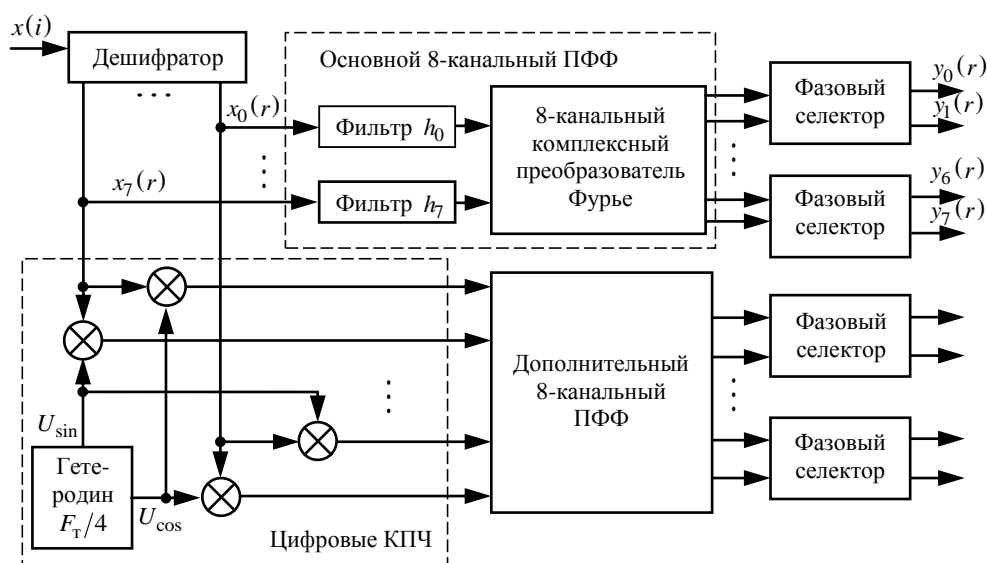


Рис. 3. Модуль предварительной фильтрации цифрового сигнала ПЧ

Fig. 3. IF digital signal pre-filtering module

В цифровой системе выделения сигналов имеют место незначительные потери из-за ограничений разрядностей (усечений) кодов в ПФФ, ФСС и ЦВК. При вычислениях по (1) перемножаются 8-разрядные коды входного сигнала  $x(i)$  и 16-разрядные коды весовой функции  $h_n(l)$ , а  $L=16$  произведений суммируются. Полученные на этом этапе вычислений коды усекаются до 9 разрядов. На этапе умножения этих кодов на 16-разрядные коды экспоненциальной функции и сложения  $N=8$  полученных результатов коды выходного сигнала усекаются до 12 разрядов. В результате усечений кодов отношение сигнал/шум в канале ППФ снижается на 0.16 %. Уменьшение разрядности кодов до 14 в фазовом селекторе полосовых сигналов не вносит ощутимых потерь чувствительности. В гетеродине ЦВК разрядность кодов текущих фаз уменьшается до 10, что соответствует среднеквадратическому фазовому шуму гетеродинного сигнала  $0.1^\circ$ . Потери от такого фазового шума пренебрежимо малы. Амплитудные флуктуации гетеродинных сигналов, представленных 10-разрядными кодами, практически не влияют на отношение сигнал/шум в преобразователе частоты. Почти не меняется отношение сигнал/шум и в сигналах видеочастот на выходах КПЧ при ограничении их разрядности до 15. Суммарные потери чувствительности, вносимые цифровым модулем выделения узкополосных сигналов, не превышают 0.5 %.

Суммарное снижение отношения сигнал/шум в цифровом модуле существенно меньше потерь от искажений сигнала фазовыми шумами гетеродинов РПУ. С учетом всех потерь для интерферометра с цифровыми системами выделения узкополосных сигналов можно принять коэффициент потерь  $\chi_{ц} = 0.96\chi_0$ . Для интерферометра с одинаковыми антеннами и РПУ, но с разнотипными системами выделения узкополосных сигналов  $\chi_p = 0.94\chi_0$ .

Если заменить на радиотелескопах РТ-32 штатные СПС Р1002М рассматриваемыми модулями цифрового выделения узкополосных сигналов, то чувствительность интерферометра можно немного (до 4 %) повысить. Небольшое улучшение чувствительности слабо влияет на точность определения групповой интерференционной задержки  $\tau$  принимаемого радиосигнала. При  $R_1 > 7$

на точность больше влияют факторы, не связанные с системой регистрации сигналов, в том числе погрешности систем сопровождения по доплеровским частотам и эфемеридам, ошибки измерения групповых задержек сигналов в приемно-регистрирующих каналах радиотелескопов, расхождения шкал времени форматеров данных на радиотелескопах. Кроме того, при угловых и координатно-временных измерениях методами РСДБ необходимо вносить поправки, учитывающие состояние атмосферы, но точность этих поправок может оказаться недостаточной.

Радиотелескоп с цифровым модулем выделения сигналов может работать как в режиме многоканального интерферометра с регистрацией узкополосных сигналов, так и в режиме интерферометра, регистрирующего широкополосные сигналы ПЧ. При РСДБ-наблюдениях, проведенных на базе Зеленчукская–Бадары, сравнивались параметры штатного радиointерферометра комплекса "Квазар-КВО" (два радиотелескопа РТ-32 с СПС Р1002М) и интерферометра с разнотипными радиотелескопами (РТ-32 с СПС и РТ-13 с цифровым модулем выделения сигналов). Испытания подтвердили возможность совмещения в РСДБ-сети радиотелескопов с разнотипными системами преобразования сигналов и возможность работы радиотелескопа РТ-13 в РСДБ-сети "Квазар-КВО".

**Оценка точности многоканального интерферометра с цифровой системой выделения сигналов.** Для  $M$ -канального радиointерферометра с синтезом широкой полосы частот СКО вычисляемой коррелятором интерференционной задержки определяется как [8]

$$\sigma_{\tau}(M) = \frac{1}{2\pi\chi q B_3 \sqrt{2M\Delta F t_H}}, \quad (2)$$

где  $q = \sqrt{q_1 q_2}$ ;  $B_3$  – эффективная полоса частот;  $\Delta F$  – полоса регистрируемых сигналов. В данном случае

$$B_3 = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{r=1}^M (f_{0r} + f_{cp})^2},$$

где  $f_{0r}$  – среднее значение частоты узкополосного сигнала, выделяемого каналом с номером  $r$ ;  $f_{cp} = 0.5(f_{01} + f_{0M})$ . Формула (2), определяющая потенциальную точность интерферометра, выведена

для идеального интерферометра, у которого групповые задержки сигналов в приемно-регистрирующих каналах радиотелескопов одинаковы, шкалы времени точно совмещены и коррелятор абсолютно точен.

Частоты выделяемых сигналов в синтезируемой полосе частот ( $B_{\text{синт}}$ ) при РСДБ-наблюдениях выбираются так, чтобы можно было экстраполировать фазы сигналов от одной частоты к следующей без неопределенности  $2\pi$  и обеспечить построение линейной зависимости фаз регистрируемых сигналов от частоты с наибольшей точностью. В одном из рекомендуемых вариантов разнос частот между соседними каналами удваивается по мере увеличения номеров каналов  $r$  [8]. Минимальный частотный интервал  $w = f_{02} - f_{01}$  выбирается так, чтобы в функции разрешения, вычисляемой коррелятором, не было дополнительных выбросов большой амплитуды, которые можно было бы спутать с основным пиком. При слабом сигнале ( $q < 1$ ) можно принять  $w \approx 4\Delta F$  и  $B_3 \approx 0.4B_{\text{синт}}$  [9]. В этом случае в полосе пропускания РПУ  $B_{\text{пр}} \approx 1$  ГГц достаточно разместить 5 каналов с полосами  $\Delta F$ , чтобы синтезировать цифровой сигнал в полосе частот  $B_{\text{синт}} = 15w + \Delta F \approx 61\Delta F$  ( $B_{\text{синт}} = 976$  МГц при  $\Delta F = 16$  МГц или 488 МГц при  $\Delta F = 8$  МГц). На радиотелескопе РТ-13 первый вариант можно реализовать, используя один канал РПУ и два канала штатной цифровой системы регистрации сигналов с полосами  $B_0 = 512$  МГц. Для второго варианта достаточно одного канала с полосой 512 МГц.

При синтезе полосы частот, не превышающей полосу ПЧ ( $B_{\text{синт}} \leq B_0$ ), среднеквадратическая погрешность  $M$ -канального интерферометра  $\sigma_\tau(M)$  всегда больше, чем погрешность одноканального интерферометра с полосой регистрации  $B_0$ , определяемая в [9] как  $\sqrt{12}/[2\pi\chi q B_0 \sqrt{2B_0 t_H}]$ .

Если интерферометр содержит  $m$  параллельных каналов, регистрирующих широкополосные сигналы ПЧ, то после усреднения  $m$  результатов СКО вычисленной интерференционной групповой задержки будет

$$\sigma_{\tau B}(m) = \frac{\sqrt{3}}{\pi\chi q B_0 \sqrt{2mB_0 t_H}}. \quad (3)$$

Из (2) и (3) следует, что при синтезе полосы частот в пределах полосы пропускания приемного канала ( $B_{\text{синт}} \approx B_{\text{пр}}$ ) имеет место соотношение

$$\frac{\sigma_\tau(M)}{\sigma_{\tau B}(M)} = \frac{B_0}{B_3} \sqrt{mB_0/(12M\Delta F)} \approx \frac{B_0}{0.4B_{\text{пр}}} \sqrt{mB_0/(12M\Delta F)}. \quad (4)$$

По этой формуле можно определить минимальное значение синтезируемой полосы частот, при котором точность определения интерференционной задержки становится выше точности, получаемой интерферометром с широкополосными каналами без синтеза полосы.

**Результаты исследований.** Использование цифрового способа выделения узкополосных сигналов на радиотелескопах позволяет немного (примерно на 4 %) уменьшить потери чувствительности радиоинтерферометра, но это практически не влияет на точность измерения интерференционной групповой задержки сигнала. При замене аналоговых систем выделения узкополосных сигналов цифровыми точность многоканального радиоинтерферометра с синтезом полосы частот остается на прежнем уровне.

Как следует из (4), точность определения интерференционной задержки сигнала пятиканальным интерферометром с полосами  $\Delta F = 8$  МГц при синтезе полосы частот  $B_{\text{синт}} = B_0 = 512$  МГц будет в 2.5 раза ниже точности одноканального интерферометра с полосой 512 МГц. Точность пятиканального интерферометра с полосами  $\Delta F = 16$  МГц при синтезе полосы частот  $B_{\text{синт}} \approx B_{\text{пр}} \approx 1$  ГГц будет на 30 % ниже точности интерферометра с двумя широкополосными каналами, которые перекрывают полосу пропускания РПУ ( $2B_0 \approx B_{\text{пр}}$ ).

Одним из направлений развития РСДБ (в рамках исследований по международным проектам VLBI 2010 и VGOS) является синтез полосы частот, значительно превышающей 1 ГГц. Облучатель антенны и трехканальные РПУ радиотелескопа РТ-13 с полосами пропускания  $B_{\text{пр}} \approx 1$  ГГц [19] дают возможность синтезировать полосу частот до 2.5 ГГц в диапазоне волн X и до 6 ГГц в диапазоне K. Для этого достаточно трех каналов РПУ, четырех АЦП штатной системы регистрации сигналов с полосами 512 МГц и модуля цифрового выделения узкополосных сигналов (рис. 4).

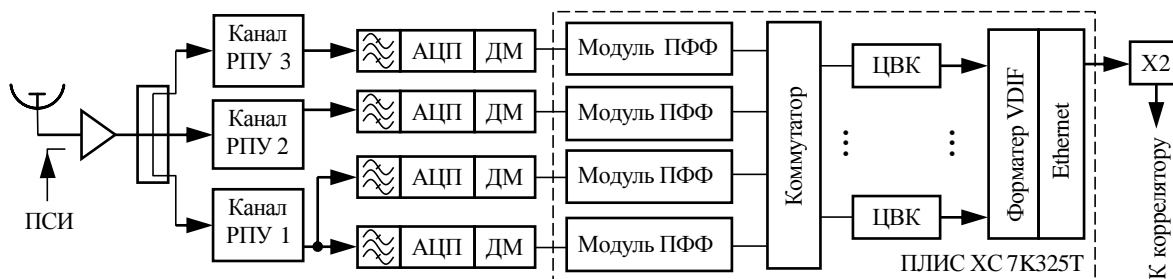


Рис. 4. Система цифрового выделения узкополосных сигналов из выходных широкополосных сигналов трех канального приемного устройства

Fig. 4. System for digitally extracting narrowband signals from output broadband signals of a three channel receiver

Устройство выделения сигналов выполнено в ПЛИС типа XC7K325T. После форматирования выделенных сигналов с полосами  $\Delta F$  по стандарту VDIF формируется поток данных Ethernet 10G, который через электронно-оптический трансивер X2 передается в сервер радиотелескопа и далее в центр корреляционной обработки данных.

Для синтеза полосы частот  $B_{\text{синт}}$ , превышающей полосу пропускания приемного канала 1 ГГц при работе с трехканальным РПУ радиотелескопа РТ-13, в ПЛИС сформированы 4 модуля ПФФ, 8 ЦВК с четырехуровневыми квантователями выборок и форматер VDIF с выходом на волоконно-оптический канал передачи данных. Канал РПУ 1, выделяющий широкополосный сигнал в нижней части рабочего диапазона частот, соединен с двумя АЦП через фильтры с примыкающими полосами пропускания (1024...1536 и 1536...2048 МГц). К двум другим каналам РПУ достаточно подключить по одному АЦП с фильтром 1024...1536 МГц.

В частотном диапазоне X при синтезе полосы частот до 2.5 ГГц можно использовать 2 канала

РПУ с полосами пропускания 1 ГГц и 3 АЦП, оцифровывающих сигналы с полосами  $B_0 = 512$  МГц, 3 модуля ПФФ и 7 АЦП (рис. 5, а). При  $\Delta F = 8$  МГц и  $w = f_{02} - f_{01} = 32$  МГц в диапазоне X выделяются и регистрируются до семи сигналов с полосами  $f_{01}, \dots, f_{07}$ . В этом случае шкала частот  $f_x = f - f_{\text{min}}$  отсчитывается от нижней границы полосы приема  $f_{\text{min}} = f_{01} - 0.5\Delta F$ . При указанном ранее удвоении частотного интервала по мере увеличения номеров каналов регистрируемых сигналов для их выделения в пределах полосы пропускания одного канала РПУ ( $B_{\text{синт}} \leq 1$  ГГц) достаточно пяти ЦВК (рис. 5, а).

В частотном диапазоне К можно синтезировать полосу частот до 6 ГГц при использовании трех каналов РПУ, четырех модулей ПФФ и семи ЦВК с полосами  $\Delta F = 16$  МГц (рис. 5, б). При  $w = 45$  МГц и аналогичной расстановке сигналов по частоте можно было бы увеличить число выделяемых сигналов до восьми, но из-за отсутствия четвер-

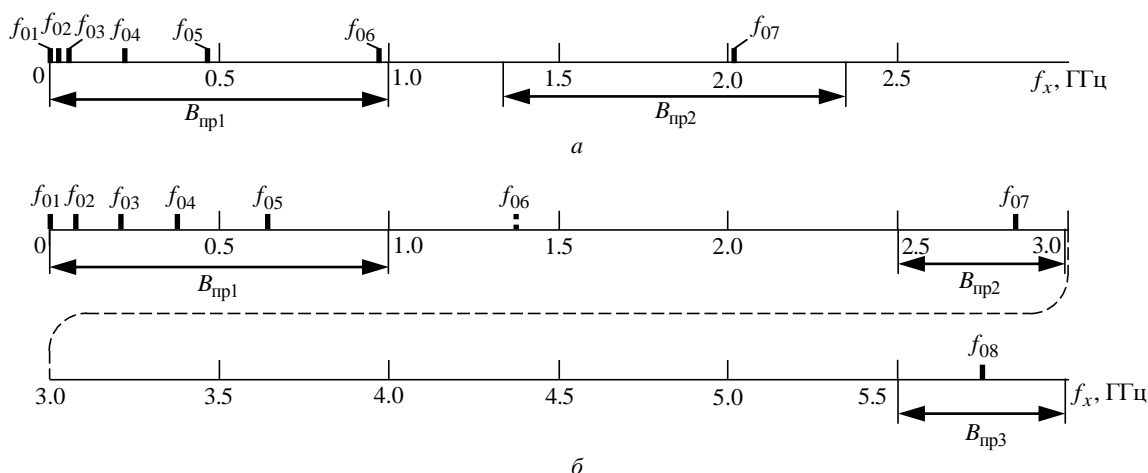


Рис. 5. Варианты распределения частот регистрируемых сигналов в частотных диапазонах X (а) и К (б)

Fig. 5. Variants of the frequency distribution of the recorded signals in the frequency bands X (а) and K (б)

того канала РПУ приходится ограничиться регистрацией семи сигналов (исключив сигнал на частоте  $f_{06}$ ), что допустимо при синтезе полосы частот.

Положительный эффект от синтеза полосы частот может быть получен при условии  $\sigma_{\tau 0}(M) < \sigma_{\tau B}(m)$ , когда

$$B_{\text{синт}} > 0.72B_0 \sqrt{\frac{mB_0}{M\Delta F}}. \quad (5)$$

При использовании трех приемных каналов РПУ и четырех модулей ПФФ синтез полосы частот в восьмиканальном интерферометре с полосами  $\Delta F = 8$  МГц теоретически может улучшить точность определения интерференционных задержек (по сравнению с тремя автономными широкополосными каналами) при синтезе полосы частот  $B_{\text{синт}} > 5.1$  ГГц. Это возможно в частотном диапазоне К (28...34 ГГц). В случае использования двух каналов РПУ и трех модулей ПФФ условие (5) для восьмиканального интерферометра с полосами  $\Delta F = 8$  МГц выполняется при  $B_{\text{синт}} > 1.8$  ГГц. Этот режим можно реализовать в любом из рассматриваемых диапазонов (Х или К).

При синтезе очень широкой полосы частот ( $B_{\text{синт}} > B_{\text{пр}}$ ) выравнивать задержки сигналов в приемных каналах радиотелескопа и обеспечивать высокую точность линейризации функции фаз от частоты в процессе корреляционной обработки данных труднее. Поэтому ожидать значительного улучшения точности РСДБ-измерений многоканальным интерферометром с узкополосными каналами и синтезом полосы частот по сравнению с интерферометром, регистрирующим широкополосные сигналы ПЧ, по-видимому, не следует.

В случае выделения узкополосных сигналов только из полосы пропускания РПУ ( $B_{\text{синт}} \leq B_{\text{пр}}$ ) чувствительность интерферометра и точность определения интерференционной задержки снижаются по сравнению с интерферометром, работающим в режиме регистрации широкополосных сигналов ПЧ. В режиме регистрации нескольких сигналов с узкими полосами  $\Delta F$  в несколько раз снижается суммарная скорость информационного потока данных, передаваемых в центр корреляционной обработки данных, и появляется возможность подключения радиотелескопа к РСДБ-сетям, использующим корреляторы узкополосных сигналов [8]. Например, в интерферометре, регистриру-

ющем 8 сигналов с полосами 16 МГц (рис. 5, б), суммарная скорость информационного потока данных при четырехуровневом квантовании равна 512 Мбит/с. Интерферометр, регистрирующий 4 сигнала с полосами 512 МГц, дает поток с суммарной скоростью 8192 Мбит/с. При увеличении скорости потока данных повышаются требования к серверам радиотелескопов, линиям волоконно-оптической связи между радиотелескопами и центром обработки данных и РСДБ-корреляторам.

**Обсуждение результатов.** Результаты исследования позволяют сделать однозначный вывод о целесообразности установки на радиотелескопах РТ-32 и РТ-70 (Уссурийск) цифровых систем преобразования сигналов вместо штатных СПС Р1002М с аналоговым выделением узкополосных сигналов. При такой замене точность измерения интерференционных групповых задержек принимаемых сигналов практически не меняется, а чувствительность интерферометра даже немного (примерно на 4%) улучшается. Достаточно сложные каналы усиления и передачи широкополосных аналоговых сигналов ПЧ заменяются волоконно-оптическими линиями передачи цифровых сигналов. По эксплуатационным характеристикам и надежности цифровая система имеет несомненные преимущества.

Кроме того, при использовании разработанной цифровой системы появляется возможность работы радиотелескопов в режиме регистрации широкополосных сигналов ПЧ, что позволяет значительно повысить чувствительность интерферометра и расширить список доступных опорных источников, используемых при РСДБ-наблюдениях.

После завершения проводимой в настоящее время работы разработки антенных облучателей и сверхширокополосных приемных устройств для радиотелескопов РТ-32 появится возможность синтеза полосы частот шире 1 ГГц и повышения точности РСДБ-измерений.

Разработанный способ цифрового выделения узкополосных сигналов из полосы ПЧ используется в новой многофункциональной системе преобразования и регистрации сигналов, разрабатываемой с целью модернизации действующих радиотелескопов комплекса "Квазар-КВО" и оснащения новых малогабаритных радиотелескопов [24]. В этой системе предусмотрена возможность оперативной смены режимов радиоастрономических наблюдений.



## Список литературы

1. Petrachenko W. T. VLBI Data Acquisition and Recorder Systems: a Summary and Comparison // IVS 2000 General Meeting Proc. Greenbelt, USA: Goddard space flight center, 2000. P. 76–85. NASA/CP-2000-209893. URL: <https://ivsc.gsfc.nasa.gov/publications/gm2000/petrachenko2.pdf> (дата обращения 07.03.2020)
2. Finkelstein A., Ipatov A., Smolentsev S. The Network "Quasar": 2008–2011 // Measuring the Future: Proc. of the Fifth IVS General Meeting. SPb, 3–6 March 2008. M.: Nauka, 2008. P. 39–46.
3. Цифровая радиоинтерферометрическая система преобразования сигналов / С. А. Гренков, Е. В. Носов, Н. Е. Кольцов, Л. В. Федотов // Приборы и техника эксперимента. 2010. № 5. С. 60–66.
4. Russian VLBI network "Quasar": Current status and outlook / N. Shuygina, D. Ivanov, A. Ipatov, I. Gayazov, D. Marshalov, A. Melnikov, S. Kurdubov, M. Vasilyev, G. Ilin, E. Skurikhina, I. Surkis, V. Mardyshkin, A. Mikhailov, A. Salnikov, A. Vytnov, I. Rakhimov, A. Dyakov, V. Olifirov // Geodesy and Geodynamics. 2019. Vol. 10, iss. 2. P. 150–156. doi: 10.1016/j.geog.2018.09.008
5. VLBI Data Interchange Format (VDIF) / A. Whitney, M. Kettenis, C. Phillips, M. Sekido // IVS 2010 General Meeting Proc. "VLBI2010: From Vision to Reality". Hobart, Australia, Febr. 7–14 2010. Greenbelt, USA: Goddard space flight center, 2010. P. 192–196. NASA/CP-2010-215864.
6. Whitney A. R. The VLBI Standard Interface Hardware (VSI-H) Interface Specification. URL: [https://vlbi.org/wp-content/uploads/2019/03/VSI\\_H\\_paper\\_for\\_IVS\\_TOW.pdf](https://vlbi.org/wp-content/uploads/2019/03/VSI_H_paper_for_IVS_TOW.pdf) (дата обращения 11.03.2020)
7. Жаров А. Е. Основы радиоастрометрии. М.: Изд-во Моск. ун-та, 2011. 280 с.
8. Радиоинтерферометрический коррелятор для комплекса "Квazar-КВО" / И. Ф. Суркис, В. Ф. Зимовский, В. А. Шантырь, А. Е. Мельников // Приборы и техника эксперимента. 2011. № 1. С. 91–99.
9. Thompson A. R., Moran J., Swenson Jr. G. W. Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy. 3<sup>rd</sup> Ed. Springer Open, 2017. 872 p. doi: 10.1007/978-3-319-44431-4
10. New Observing Modes for the DBBC3 / G. Tuccari, W. Alef, S. Dornbusch, R. Haas, K.-A. Johansson, H. Rottmann, A. Roy, M. Wunderlich // IVS 2018 General Meeting Proc. "Global Geodesy and the Role of VGOS – Fundamental to Sustainable Development". Longyearbyen, Norway, 3–8 July 2018. Greenbelt, USA: Goddard space flight center, 2018. P. 47–49. NASA/CP-2019-219039.
11. Кольцов Н. Е., Гренков С. А., Федотов Д. В. Цифровые радиоастрономические системы регистрации сигналов. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2019. 155 с.
12. Ипатов А. В. Радиоинтерферометр нового поколения для фундаментальных и прикладных исследований // Успехи физических наук. 2013. Т. 183, № 7. С. 769–777. doi: 10.3367/UFNr.0183.201307i.0769
13. Многофункциональный цифровой преобразователь радиоастрономических сигналов с полосой до 512 МГц / Е. В. Носов, Н. Е. Кольцов, Л. В. Федотов, С. А. Гренков // Приборы и техника эксперимента. 2017. № 2. С. 49–56. doi: 10.7868/S0032816217010256
14. Гренков С. А., Кольцов Н. Е. Спектрально-селективный модуль радиометра с защитой от радиопомех // Изв. вузов. Радиофизика. 2015. Т. 58, № 7. С. 769–777.
15. Радиоинтерферометрический коррелятор на графических процессорах / И. Ф. Суркис, В. Ф. Зимовский, В. О. Кең, Я. Л. Курдубова, В. Ю. Мишин, Н. А. Миштина, В. А. Шантырь // Приборы и техника эксперимента. 2018. № 6. С. 8–16. doi: 10.1134/S0032816218060150
16. Пат. RU 176177 U1. МПК H03D 7/00 (2006.01). Система преобразования и регистрации широкополосных сигналов для радиоастрономического интерферометра / Л. В. Федотов, Н. Е. Кольцов; опубл. 11.01.2018. Бюл. № 2.
17. BRAND: a Very Wide-Band Receiver for the EVN / G. Tuccari, W. Alef, M. Pantaleev, J. Flygare, J. A. Lopez Perez, J. A. Lopez Fernandez, G. W. Schoonderbeek, V. Bezrukovs // Proc. of the 23<sup>rd</sup> European VLBI Group for Geodesy and Astrometry Working Meeting, Gothenburg, Sweden, May 2017. Molndal, Sweden: Billes Tryckeri AB, 2017. P. 81–83.
18. An Overview of the Japanese GALA-V Wideband VLBI System / S. Mamoru, T. Kazuhiro, U. Hideki, K. Tetsuro, T. Masanori, M. Yuka, K. Eiji, T. Hiroshi, H. Shingo, I. Ryuichi, K. Yasuhiro, H. Yuko, W. Kenichi, S. Tomonari, K. Junichi, T. Kenjiro, N. Kunitaka, T. Rumi, O. Yoshihiro, A. Tetsuro, I. Takatoshi // IVS 2016 General Meeting Proc. "New Horizons with VGOS". Johannesburg, South Africa, March 13–17, 2016. Greenbelt, USA: Goddard space flight center, 2016. P. 25–33. NASA/CP-2016-219016.
19. Трехдиапазонная приемная система для радиотелескопов с малыми антеннами / Д. В. Иванов, В. В. Мardyshkin, А. С. Лавров, А. А. Евстигнеев // Тр. ИПА РАН. 2013. Вып. 27. С. 197–203.
20. Whitney A. The Mark 5B VLBI Data System // Proc. of the 7<sup>th</sup> Symp. of the European VLBI Network on New Developments in VLBI Science and Technology. Toledo, October, 12–15, 2004. Madrid: Observatorio Astronómico Nacional de España, 2004. P. 251–252.
21. Кольцов Н. Е., Гренков С. А. Цифровые видеоконвертеры для радиоастрономических систем преобразования сигналов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. Вып. 5. С. 19–27.
22. Пат. RU 181253 U1. МПК H03D 7/00, H04B 1/16 (2006.01). Цифровой гетеродин на программируемой логической интегральной схеме / С. А. Гренков, Н. Е. Кольцов; опубл. 06.07.2018. Бюл. № 19.
23. Пат. RU 188320 U1. МПК H04J 14/00, H04B 1/00, H04B 17/00, H04Q 1/20 (2006.01). Цифровое устройство выделения узкополосных сигналов из широкополосного / С. А. Гренков, Н. Е. Кольцов, Л. В. Федотов; опубл. 08.04.2019. Бюл. № 10.

24. Extending "Quasar" VLBI-Network: VGOS-compatible Radio Telescope in Svetloe / E. Nosov, D. Ivanov, A. Ipatov, V. Mardyshkin, D. Marshalov, A. Mikhailov, I. Rakhimov, A. Salnikov, A. Vytov // IVS 2018 General

Meeting Proc. "Global Geodesy and the Role of VGOS – Fundamental to Sustainable Development". Longyearbyen, Norway, 3–8 July 2018. Greenbelt, USA: Goddard space flight center, 2018. P. 12–16. NASA/CP-2019-219039.

## Информация об авторах

**Кольцов Николай Ефимович** – доктор технических наук (1982), профессор (1985) кафедры радиоастрономии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), заслуженный деятель науки РФ (2003), главный научный сотрудник Института прикладной астрономии РАН. Автор более 140 научных работ. Сфера научных интересов – радиоастрономия; приборостроение; радиоинтерферометрия и радиометрия.

Адрес: Институт прикладной астрономии Российской академии наук (ИПА РАН), наб. Кутузова, д.10, Санкт-Петербург, 191187, Россия

E-mail: reltaspb@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0002-9961-1965>

**Гренков Сергей Александрович** – кандидат технических наук (2009), научный сотрудник Института прикладной астрономии РАН. Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – цифровые системы обработки радиоастрономических сигналов; системы компьютерного управления.

Адрес: Институт прикладной астрономии Российской академии наук (ИПА РАН), наб. Кутузова, д.10, Санкт-Петербург, 191187, Россия

E-mail: skynet81@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0003-1577-9638>

**Федотов Леонид Васильевич** – доктор технических наук (2016), ведущий научный сотрудник Института прикладной астрономии РАН. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – радиоинтерферометрия со сверхдлинными базами, системы преобразования сигналов, проектирование радиоастрономической аппаратуры.

Адрес: Институт прикладной астрономии Российской академии наук (ИПА РАН), наб. Кутузова, д.10, Санкт-Петербург, 191187, Россия

E-mail: lprsfv@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-9872-4215>

## References

1. Petrachenko W. T. VLBI Data Acquisition and Recorder Systems: a Summary and Comparison. IVS 2000 General Meeting Proc. Greenbelt, USA, Goddard space flight center, 2000, pp. 76–85. NASA/CP-2000-209893. Available at: <https://ivsc.gsfc.nasa.gov/publications/gm2000/petrachenko2.pdf> (accessed 07.03.2020)

2. Finkelstein A., Ipatov A., Smolentsev S. The Network "Quasar": 2008–2011. Measuring the Future: Proc. of the Fifth IVS General Meeting. SPb, 3–6 March 2008. Moscow, *Nauka*, 2008, pp. 39–46.

3. Grenkov S. A., Nosov E. V., Fedotov L. V., Koltsov N. E. A Digital Radio Interferometric Data Acquisition System. Instruments and Experimental Techniques. 2010, vol. 53, no. 5, pp. 675–681. doi: 10.1134/S002044121005009X

4. Shuygina N., Ivanov D., Ipatov A., Gayazov I., Marshalov D., Melnikov A., Kurdubov S., Vasilyev M., Ilin G., Skurikhina E., Surkis I., Mardyshkin V., Mikhailov A., Salnikov A., Vytov A., Rakhimov I., Dyakov A., Olifirov V. Russian VLBI network "Quasar": Current status and outlook. Geodesy and Geodynamics. 2019, vol. 10, iss. 2, pp. 150–156. doi: 10.1016/j.geog.2018.09.008

5. Whitney A., Kettenis M., Phillips C., Sekido M. VLBI Data Interchange Format (VDIF). IVS 2010 General Meeting Proc. "VLBI2010: From Vision to Reality". Hobart, Australia, Febr. 7–14 2010. Greenbelt, USA, Goddard space flight center, 2010, pp. 192–196. NASA/CP-2010-215864.

6. Whitney A. R. The VLBI Standard Interface Hardware (VSI-H) Interface Specification. Available at: [https://vlbi.org/wp-content/uploads/2019/03/VSI\\_H\\_paper\\_for\\_IVS\\_TOW.pdf](https://vlbi.org/wp-content/uploads/2019/03/VSI_H_paper_for_IVS_TOW.pdf) (accessed 11.03.2020)

7. Zharov A. E. *Osnovy radioastrometrii* [Basics of Radio Astrometry]. Moscow, *Izd-vo Moskovskogo universiteta*, 2011, 280 p. (In Russ.)

8. Surkis I. F., Zimovsky V. F., Shantyr V. A., Melnikov A. E. A Correlator for the Quasar VLBI Network. Instruments and Experimental Techniques. 2011, vol. 54, no. 1, pp. 84–91. doi: 10.1134/S0020441211010106

9. Thompson A. R., Moran J., Swenson Jr. G. W. Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy. 3<sup>rd</sup> Ed. Springer Open, 2017, 872 p. doi: 10.1007/978-3-319-44431-4

10. Tuccari G., Alef W., Dornbusch S., Haas R., Johansson K.-A., Rottmann H., Roy A., Wunderlich M. New Observing Modes for the DBBC3. IVS 2018 General Meeting Proc. "Global Geodesy and the Role of VGOS – Fundamental to Sustainable Development". Longyearbyen, Norway, 3–8 July 2018. Greenbelt, USA, Goddard space flight center, 2018, pp. 47–49. NASA/CP-2019-219039.

11. Koltsov N. E., Grenkov S. A., Fedotov D. V. *Cifrovye radioastronomicheskie sistemy registracii signalov* [Digital Radio Astronomy Signal Recording Systems]. SPb., *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2019, 155 p. (In Russ.)

Сравнение радиоинтерферометров с аналоговыми и цифровыми системами

выделения регистрируемых сигналов

Comparison of Radio Interferometers with Analog and Digital Extraction of Recorded Signal

12. Ipatov A. V. A New-Generation Interferometer for Fundamental and Applied Research. *Physics-Uspekhi*. 2013, vol. 56, no. 7, pp. 729–737. doi: 10.3367/ufne.0183.201307i.0769

13. Nosov E. V., Kol'tsov N. E., Fedotov L. V., Grenkov S. A. A Multifunctional Digital Converter for Radio-Astronomy Signals with a Bandwidth of Up to 512 MHz. *Instruments and Experimental Techniques*. 2017, vol. 60, no. 2, pp. 202–209. doi: 10.1134/S0020441217010250

14. Grenkov S. A., Kol'tsov N. E. Spectral-Selective Radiometer Unit with Radio-Interference Protection. *Radiophysics and Quantum Electronics*. 2015, vol. 58, no. 7, pp. 520–528. doi: 10.1007/s11141-015-9625-y

15. Surkis I. F., Zimovsky V. F., Ken V. O., Kurdubova Y. L., Mishin V. Y., Mishina N. A., Shantyr V. A. A Radio Interferometric Correlator Based on Graphics-Processing Units. *Instruments and Experimental Techniques*. 2018, vol. 61, no. 6, pp. 772–779. doi: 10.1134/S0020441218060131

16. Fedotov L. V., Kol'tsov N. E. Pat. RF 176177 U1. МПК H03D 7/00 (2006.01). Broadband Signal Conversion and Recording System for Radio Astronomy Interferometer. Publ. 11.01.2018. (In Russ.)

17. Tuccari G., Alef W., Pantaleev M., Flygare J., Lopez Perez J. A., Lopez Fernandez J. A., Schoonderbeek G. W., Bezrukovs V. BRAND: a Very Wide-Band Receiver for the EVN. Proc. of the 23<sup>rd</sup> European VLBI Group for Geodesy and Astrometry Working Meeting, Gothenburg, Sweden, May 2017. Molndal, Sweden, Billes Tryckeri AB, 2017, pp. 81–83.

18. Mamoru S., Kazuhiro T., Hideki U., Tetsuro K., Masanori T., Yuka M., Eiji K., Hiroshi T., Shingo H., Ryuichi I., Yasuhiro K., Yuko H., Kenichi W., Tomonari S., Junichi K., Kenjiro T., Kunitaka N., Rumi T., Yoshihiro O., Tetsuro A., Takatoshi I. An Overview of the Japanese GALA-V Wideband

VLBI System. IVS 2016 General Meeting Proc. "New Horizons with VGOS". Johannesburg, South Africa, March 13–17, 2016. Greenbelt, USA, Goddard space flight center, 2016, pp. 25–33. NASA/CP-2016-219016.

19. Ivanov D. V., Mardyshkin V. V., Lavrov A. S., Evstigneev A. A. *Trjohdiapazonnaja prijemnaja sistema dlja radioteleskopov s malymi antennami* [Three-Band Receiving System for Radio Telescopes with Small Antennas]. *Trudy IPAN SPb.*, 2013, vol. 27, pp. 197–203. (In Russ.)

20. Whitney A. The Mark 5B VLBI Data System. Proc. of the 7<sup>th</sup> Symp. of the European VLBI Network on New Developments in VLBI Science and Technology. Toledo, October, 12–15 2004. Madrid, Observatorio Astronómico Nacional de España, 2004, pp. 251–252.

21. Kol'tsov N. E., Grenkov S. A. The Digital Down Converters for a Radio Astronomy Data Acquisition Systems. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2017, no. 5, pp. 19–27. (In Russ.)

22. Grenkov S. A., Kol'tsov N. E. Pat. RF 181253 U1. МПК H03D 7/00, H04B 1/16 (2006.01). Digital Local Oscillator on a Programmable Logic Integrated Circuit. Publ. 06.07.2018. (In Russ.)

23. Grenkov S. A., Kol'tsov N. E., Fedotov L. V. Pat. RF 188320 U1. МПК H04J 14/00, H04B 1/00, H04B 17/00, H04Q 1/20 (2006.01). Digital Broadband Signal Extraction Device. Publ. 08.04.2019.

24. Nosov E., Ivanov D., Ipatov A., Mardyshkin V., Marshalov D., Mikhailov A., Rakhimov I., Salnikov A., Vytnov A. Extending "Quasar" VLBI-Network: VGOS-compatible Radio Telescope in Svetloe. IVS 2018 General Meeting Proc. "Global Geodesy and the Role of VGOS – Fundamental to Sustainable Development". Longyearbyen, Norway, 3–8 July 2018. Greenbelt, USA, Goddard space flight center, 2018, pp. 12–16. NASA/CP-2019-219039.

### Information about the authors

**Nikolai E. Kol'tsov**, Dr. Sci. (Eng.) (1982), Professor (1985), Honored Scientist of RF (2001), the chief researcher of the Institute of Applied Astronomy of the RAS, Professor of the Department of Radio Astronomy of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 140 scientific publications. Area of expertise: radio astronomy, instrumentation, radio interferometry and radiometry.

Address: Institute of Applied Astronomy of the Russian Academy of Sciences, 10 Kutuzova Embankment, St Petersburg 191187, Russia

E-mail: reltaspb@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0002-9961-1965>

**Sergei A. Grenkov**, Cand. Sci. (Eng.) (2009), Researcher of the Institute of Applied Astronomy of the RAS. The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: processing techniques of radio astronomy signal; computer control systems.

Address: Institute of Applied Astronomy of the Russian Academy of Sciences, 10 Kutuzova Embankment, St Petersburg 191187, Russia

E-mail: skynet81@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0003-1577-9638>

**Leonid V. Fedotov**, Dr. Sci. (Eng.) (2016), Leading Scientist of the Institute of Applied Astronomy of RAS. Author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: very long base interferometry, data acquisition systems, design of radio astronomy instrumentation.

Address: Institute of Applied Astronomy of the Russian Academy of Sciences, 10 Kutuzova Embankment, St Petersburg 191187, Russia

E-mail: lprsfv@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-9872-4215>

## Noise Properties of Two Mutually Coupled Spin-Transfer Nanooscillators in the Phase Locking Regime

Alexander A. Mitrofanov<sup>1</sup>, Ansar R. Safin<sup>2,3✉</sup>, Elena M. Torina<sup>2</sup>, Nikolai N. Udalov<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Emory University, Atlanta, USA

<sup>2</sup>National Research University "MPEI", Moscow, Russia

<sup>3</sup>Kotel'nikov Institute of Radioengineering and Electronics  
of Russian Academy of Sciences, Moscow, Russia

✉ [arsafin@gmail.com](mailto:arsafin@gmail.com)

### Abstract

**Introduction.** Today, many research endeavors are devoted to the miniaturization of microwave sources. One of the promising approaches is the use of magnetic nanostructures (spintronics elements), providing a wide range of frequency tuning and low power consumption. The main disadvantage of spintronics generators (spin-transfer nanooscillators – STNO) is a low output power of generated oscillations (tens of nanowatts and less). A possible solution is to sum up the power of many STNOs in a mutual synchronization mode.

**Aim.** The investigation of noise properties of two connected STNOs with identical and non-identical parameters in a phase synchronization mode.

**Materials and methods.** A model was developed of two STNOs interconnected by spin waves taking into account thermal noises. Spectral power densities of the amplitude and phase noise were obtained by the method of effective linearization.

**Results.** Dependencies were obtained in a general form for attenuation coefficients of the amplitude and phase fluctuations of noise sources for each STNO. Three cases of synchronization were considered: completely identical STNOs, two identical STNOs but with different oscillation frequencies, and two non-identical STNOs, differing in an allowance of self-excitation by frequencies and amplitudes of the oscillations. It was possible to obtain a gain in the amplitude and phase noise for two identical STNOs. In this case, an increase in the allowance of self-excitation led to a decrease in the level of phase and amplitude noise.

**Conclusion.** This analysis of the attenuation coefficients for non-identical STNOs demonstrates the possibility of improving the noise properties of each of the generators. In this case, the best noise value is obtained for an STNO with greater stability in a stand-alone mode.

**Keywords:** spin-transfer nanooscillator, mutual phase locking, noise properties, spectral power density

**For citation:** Mitrofanov A. A., Safin A. R., Torina E. M., Udalov N. N. Noise Properties of Two Mutually Coupled Spin-Transfer Nanooscillators in the Phase Locking Regime. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 2, pp. 19–25. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-2-19-25

**Acknowledgments.** Russian President Grant for young scientists № MK-283.2019.8, RFBR grant № 19-29-03015.

**Conflict of interest.** Authors declare no conflict of interest.

Submitted 02.03.2020; accepted 26.03.2020; published online 29.04.2020

**Introduction.** Oscillation sources of microwave frequency range devices are based on either of the following: lumped elements (capacitors and inductors), delay lines, resonators on surface acoustic waves (SAWs), spin-wave devices, dielectric (including ceramic) cir-

cuits, waveguides, or other resonators [1]. An important task in the use of self-oscillators is to control their frequency stability. In schemes with lumped elements, this is most often solved by using varicaps [1]. In spin-wave devices, the dependence of the frequency of the



ferromagnetic resonance on the magnitude of the constant magnetic field, which can easily change under the influence of direct current, is used.

Recently, special attention has been given to solid state physics, where nanoscale spin-wave devices – "spintronics" devices – are studied. Such devices are spin-transfer nanoscillators (STNO), which are multilayer nanostructures, most often cylindrical, made up of alternating magnetic and nonmagnetic layers [2–7]. Nowadays, using various configurations of nanolayers, it has become possible to achieve generation frequencies of more than 40 GHz [2]. The advantages of STNO over other well-known self-oscillators are: small size, wide frequency range: from hundreds of megahertz to tens of gigahertz with relative frequency tuning over an octave, integrability with the CMOS process, small operating voltages and currents (less than 0.3 V), short transition time process (nanosecond scale), and an extended section of the frequency's linear dependence on the control of the external direct current or external magnetic field. Already, options are proposed for using STNOs as microwave signal detectors [8] and in memory devices [9]. The possibility of generating radiation in the terahertz range is actively being studied [10, 11]. Note that an important property of STNO is non-isochronism, the dependence of the oscillation frequency on the amplitude.

One of the main characteristics of any oscillator is the level of phase noise. A low noise level of the oscillator is a prerequisite for the development of many radar and radio transmitting devices. For STNOs, this, along with a low output power, is the main drawback that limits their practical application. One way to reduce phase noise is to synchronize with an external force or mutually synchronize several oscillators. As an external force, external harmonic influence (EHI) or EHI usually acts in combination with a phase locked loop [12–15]. The purpose of synchronization is to impose the stability of a reference non-tunable oscillator on a frequency tunable oscillator. In addition, the synchronization systems studied in this work are used in communication, radar and radio navigation technology, control, measuring complexes, especially in frequency synthesizers, complex signal synthesizers, signal demodulators with angular modulation, signal phase and frequency meters, signal tracking devices of carrier frequencies of received signals, and in-circuit synchronization devices. Despite the large number of works on STNOs, the theoretical noise properties of interconnected STNO have not been previously

studied. In this paper, we study the effect of synchronization of two coupled STNOs in phase synchronization mode on amplitude and phase noise.

**Mathematical Model of Two Connected STNOs.** We assume that STNOs are connected through a common ferromagnetic layer where spin waves propagate. The structure of coupled STNOs has been studied in a number of works (see, for example, [2]) and is not given here. Let us consider an assembly of two complex equations describing the dynamics of two connected STNOs [2]:

$$\begin{cases} \frac{dc_1}{dt} + j\omega_1(|c_1|^2)c_1 - \Delta\Gamma_1(|c_1|^2)c_1 = \Omega_1 e^{j\beta_1} c_2 + n_1(t); \\ \frac{dc_2}{dt} + j\omega_2(|c_2|^2)c_2 - \Delta\Gamma_2(|c_2|^2)c_2 = \Omega_2 e^{j\beta_2} c_1 + n_2(t), \end{cases} \quad (1)$$

where  $c_i$  ( $i = 1, 2$ ) are the complex amplitudes of the spin waves of the first and second STNO;  $\omega_i = \omega_{0i} + N_i |c_i|^2$  is the dependence of the oscillation frequency on the amplitude ( $\omega_{0i}$  is the frequency of the ferromagnetic resonance of the  $i$ th STNO;  $N_i$  is the nonisochronism coefficient);  $\Delta\Gamma_i(|c_i|^2) = \Gamma_{Gi} [(\zeta_i - 1) - (\zeta_i + Q_i)|c_i|^2]$  ( $\Gamma_{Gi} = \alpha\omega_i$ ;  $\alpha$  is the Gilbert damping constant;  $\zeta_i = I_i/I_{th,i}$  is the self-excitation factor (supercriticality);  $I_i$  is the current through the  $i$ th STNO and  $I_{th,i}$  is the critical current at which in the unconnected case oscillations arise in the STNO;  $Q_i$  is the phenomenological parameter [2]);  $\Omega_i$  is the connection coefficient of two STNOs;  $\beta_i$  is the phase delay in the synchronization system;  $n_i(t)$  is the additive noise addition caused by thermal fluctuations of the ferromagnetic material. Search for the solution (1) in the form:

$$c_i = U_i \exp[-j\omega_{av}t - j\varphi_i(t)], \quad (2)$$

where  $U_i, \varphi_i$  are the slowly varying amplitude and phase of the  $i$ -th oscillator, respectively;  $\omega_{av} = (\omega_1 + \omega_2)/2$  is the average frequency of two STNOs.

The derivative of the complex amplitude (2) has the form:

$$\frac{dc_i}{dt} = \left\{ \frac{dU_i}{dt} \frac{1}{U_i} + \left[ -j\omega_{av} - \frac{d\varphi_i(t)}{dt} \right] \right\} c_i, \quad (3)$$

Substitute (3) and (2) in (1). We get an assembly of two complex equations:

$$\begin{cases} \frac{dU_1}{dt} \frac{1}{U_1} + \left[ -j\omega_{av} - \frac{d\varphi_1(t)}{dt} \right] + j\omega_1(U_1) - \Delta\Gamma_1(U_1) = \\ = \frac{\Omega_1 U_2}{U_1} e^{j\beta_1} e^{-j[\varphi_2(t) - \varphi_1(t)]} + \frac{n_1(t)}{U_1} e^{j[\omega_{av}t + \varphi_1(t)]}, \\ \frac{dU_2}{dt} \frac{1}{U_2} + \left[ -j\omega_{av} - \frac{d\varphi_2(t)}{dt} \right] + j\omega_2(U_2) - \Delta\Gamma_2(U_2) = \\ = \frac{\Omega_2 U_1}{U_2} e^{j\beta_2} e^{-j[\varphi_1(t) - \varphi_2(t)]} + \frac{n_2(t)}{U_2} e^{j[\omega_{av}t + \varphi_2(t)]}. \end{cases} \quad (4)$$

We can now move from (4) to 4 valid equations for the amplitude and phase of each generator:

$$\begin{cases} \frac{dU_1}{dt} = U_1 \Delta\Gamma_1(U_1) + \Omega_1 U_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2 + \beta_1) + \tilde{n}_1; \\ \frac{dU_2}{dt} = U_2 \Delta\Gamma_2(U_2) + \Omega_2 U_1 \cos(\varphi_2 - \varphi_1 + \beta_2) + \tilde{n}_2; \\ \frac{d\varphi_1}{dt} = -\omega_{av} + \omega_1(U_1) - \frac{\Omega_1 U_2}{U_1} \sin(\varphi_1 - \varphi_2 + \beta_1) + \frac{\tilde{n}_1}{U_1}; \\ \frac{d\varphi_2}{dt} = -\omega_{av} + \omega_2(U_2) - \frac{\Omega_2 U_1}{U_2} \sin(\varphi_2 - \varphi_1 + \beta_2) + \frac{\tilde{n}_2}{U_2}, \end{cases} \quad (5)$$

where  $\tilde{n}_{1,2} = \text{Re} \left\{ \frac{n_{1,2}(t)}{U_{1,2}} e^{j[\omega_{av}t + \varphi_{1,2}(t)]} \right\}$ ;  $\omega_i(U_i) = \omega_{0i} + N_i U_i^2$ .

We calculate the stationary values of the amplitudes and phases of the oscillators  $U_1^0$ ,  $U_2^0$ ,  $\varphi_1^0$ ,  $\varphi_2^0$ . To do this, we equate the derivatives in (5) to zero. We get:

$$\begin{cases} 0 = U_1^0 \Gamma_{G1} \left[ (\zeta_1 - 1) - (\zeta_1 + Q_1) (U_1^0)^2 \right] + \\ + \Omega_1 U_2^0 \cos(\varphi_1^0 - \varphi_2^0 + \beta_1) = f_1; \\ 0 = U_2^0 \Gamma_{G2} \left[ (\zeta_2 - 1) - (\zeta_2 + Q_2) (U_2^0)^2 \right] + \\ + \Omega_2 U_1^0 \cos(\varphi_2^0 - \varphi_1^0 + \beta_2) = f_2; \\ 0 = -\omega_{av} + \omega_{01} + N_1 (U_1^0)^2 - \\ - \frac{\Omega_1 U_2^0}{U_1^0} \sin(\varphi_1^0 - \varphi_2^0 + \beta_1) = f_3; \\ 0 = -\omega_{av} + \omega_{02} + N_2 (U_2^0)^2 - \\ - \frac{\Omega_2 U_1^0}{U_2^0} \sin(\varphi_2^0 - \varphi_1^0 + \beta_2) = f_4, \end{cases} \quad (6)$$

where  $f_1, \dots, f_4$  are nonlinear functions of stationary states  $U_1^0$ ,  $U_2^0$ ,  $\varphi_1^0$ ,  $\varphi_2^0$ . We can now move from (6) to the equations with the stationary phase difference  $\psi = \varphi_1 - \varphi_2$  since its value determines the stationary amplitudes of STNO oscillations:

$$\begin{cases} 0 = U_1^0 \Gamma_{G1} \left[ (\zeta_1 - 1) - (\zeta_1 + Q_1) (U_1^0)^2 \right] + \\ + \Omega_1 U_2^0 \cos(\psi^0 + \beta_1); \\ 0 = U_2^0 \Gamma_{G2} \left[ (\zeta_2 - 1) - (\zeta_2 + Q_2) (U_2^0)^2 \right] + \\ + \Omega_2 U_1^0 \cos(-\psi^0 + \beta_2); \\ 0 = \omega_{01} - \omega_{02} + N_1 (U_1^0)^2 - N_2 (U_2^0)^2 - \\ - \frac{\Omega_1 U_2^0}{U_1^0} \sin(\psi^0 + \beta_1) + \frac{\Omega_2 U_1^0}{U_2^0} \sin(-\psi^0 + \beta_2). \end{cases}$$

We can now move to the equations for small deviations  $\delta u_1$ ,  $\delta u_2$ ,  $\delta\varphi_1$ ,  $\delta\varphi_2$  with respect to the stable stationary mode. We get an assembly of equations in the following form:

$$\begin{cases} \frac{d\delta u_1}{dt} = \frac{\partial f_1}{\partial U_1} \delta u_1 + \frac{\partial f_1}{\partial U_2} \delta u_2 + \frac{\partial f_1}{\partial \varphi_1} \delta\varphi_1 + \frac{\partial f_1}{\partial \varphi_2} \delta\varphi_2 + \tilde{n}_1; \\ \frac{d\delta u_2}{dt} = \frac{\partial f_2}{\partial U_1} \delta u_1 + \frac{\partial f_2}{\partial U_2} \delta u_2 + \frac{\partial f_2}{\partial \varphi_1} \delta\varphi_1 + \frac{\partial f_2}{\partial \varphi_2} \delta\varphi_2 + \tilde{n}_2; \\ \frac{d\delta\varphi_1}{dt} = \frac{\partial f_3}{\partial U_1} \delta u_1 + \frac{\partial f_3}{\partial U_2} \delta u_2 + \frac{\partial f_3}{\partial \varphi_1} \delta\varphi_1 + \frac{\partial f_3}{\partial \varphi_2} \delta\varphi_2 + \frac{\tilde{n}_1}{U_1^0}; \\ \frac{d\delta\varphi_2}{dt} = \frac{\partial f_4}{\partial U_1} \delta u_1 + \frac{\partial f_4}{\partial U_2} \delta u_2 + \frac{\partial f_4}{\partial \varphi_1} \delta\varphi_1 + \frac{\partial f_4}{\partial \varphi_2} \delta\varphi_2 + \frac{\tilde{n}_2}{U_2^0}. \end{cases}$$

Using the spectral method  $\left( \frac{d}{dt} = j\omega \right)$ , we can now move to a linear inhomogeneous system of equations:

$$\begin{cases} (f_{1U_1} - j\omega) \delta u_1 + f_{1U_2} \delta u_2 + f_{1\varphi_1} \delta\varphi_1 + f_{1\varphi_2} \delta\varphi_2 = \tilde{n}_1; \\ f_{2U_1} \delta u_1 + (f_{2U_2} - j\omega) \delta u_2 + f_{2\varphi_1} \delta\varphi_1 + f_{2\varphi_2} \delta\varphi_2 = \tilde{n}_2; \\ f_{3U_1} \delta u_1 + f_{3U_2} \delta u_2 + (f_{3\varphi_1} - j\omega) \delta\varphi_1 + f_{3\varphi_2} \delta\varphi_2 = \frac{\tilde{n}_1}{U_1^0}; \\ f_{4U_1} \delta u_1 + f_{4U_2} \delta u_2 + f_{4\varphi_1} \delta\varphi_1 + (f_{4\varphi_2} - j\omega) \delta\varphi_2 = \frac{\tilde{n}_2}{U_2^0}, \end{cases} \quad (7)$$

where  $f_{iU_k} = \partial f_i / \partial U_k$ ,  $f_{i\varphi_k} = \partial f_i / \partial \varphi_k$ ;  $i = 1 \dots 4$ ,  $k = 1 \dots 4$ .

Assembly (7) can be specified by the Carmer method in the following form:

$$\left\{ \begin{aligned} \delta u_1(\omega) &= \frac{\left[ \frac{\Delta_{11}(\omega) + \frac{\Delta_{13}(\omega)}{U_1^0}}{\Delta(\omega)} \tilde{n}_1 + \left[ \frac{\Delta_{12}(\omega) + \frac{\Delta_{14}(\omega)}{U_2^0}}{\Delta(\omega)} \right] \tilde{n}_2 \right.}{\Delta(\omega)}; \\ \delta u_2(\omega) &= \frac{\left[ \frac{\Delta_{21}(\omega) + \frac{\Delta_{23}(\omega)}{U_1^0}}{\Delta(\omega)} \right] \tilde{n}_1 + \left[ \frac{\Delta_{22}(\omega) + \frac{\Delta_{24}(\omega)}{U_2^0}}{\Delta(\omega)} \right] \tilde{n}_2}{\Delta(\omega)}; \\ \delta \varphi_1(\omega) &= \frac{\left[ \frac{\Delta_{31}(\omega) + \frac{\Delta_{33}(\omega)}{U_1^0}}{\Delta(\omega)} \right] \tilde{n}_1 + \left[ \frac{\Delta_{32}(\omega) + \frac{\Delta_{34}(\omega)}{U_2^0}}{\Delta(\omega)} \right] \tilde{n}_2}{\Delta(\omega)}; \\ \delta \varphi_2(\omega) &= \frac{\left[ \frac{\Delta_{41}(\omega) + \frac{\Delta_{43}(\omega)}{U_1^0}}{\Delta(\omega)} \right] \tilde{n}_1 + \left[ \frac{\Delta_{42}(\omega) + \frac{\Delta_{44}(\omega)}{U_2^0}}{\Delta(\omega)} \right] \tilde{n}_2}{\Delta(\omega)}, \end{aligned} \right. \quad (8)$$

where  $\Delta_{ij}(\omega)$  are the corresponding determinants of an assembly (7). In particular,

$$\Delta(\omega) = \begin{vmatrix} f_{1U_1} - j\omega & f_{1U_2} & f_{1\varphi_1} & f_{1\varphi_2} \\ f_{2U_1} & f_{2U_2} - j\omega & f_{2\varphi_1} & f_{2\varphi_2} \\ f_{3U_1} & f_{3U_2} & f_{3\varphi_1} - j\omega & f_{3\varphi_2} \\ f_{4U_1} & f_{4U_2} & f_{4\varphi_1} & f_{4\varphi_2} - j\omega \end{vmatrix}.$$

And the determinants  $\Delta_{ij}(\omega)$  are searched by replacing the  $i$ -th column with a column of constant terms, for example,

$$\Delta_{11}(\omega) = \begin{vmatrix} f_{2U_2} - j\omega & f_{2\varphi_1} & f_{2\varphi_2} \\ f_{3U_2} & f_{3\varphi_1} - j\omega & f_{3\varphi_2} \\ f_{4U_2} & f_{4\varphi_1} & f_{4\varphi_2} - j\omega \end{vmatrix},$$

$$\Delta_{12}(\omega) = - \begin{vmatrix} f_{1U_2} & f_{1\varphi_1} & f_{1\varphi_2} \\ f_{3U_2} & f_{3\varphi_1} - j\omega & f_{3\varphi_2} \\ f_{4U_2} & f_{4\varphi_1} & f_{4\varphi_2} - j\omega \end{vmatrix}.$$

Next, we can now move from (8) to spectral densities  $S_{\delta u_{1,2}}, S_{\delta \varphi_{1,2}}$  of amplitude and phase noises, respectively:

$$\left\{ \begin{aligned} S_{\delta u_1}(\omega) &= \frac{\left| \frac{\Delta_{11}(\omega) + \frac{\Delta_{13}(\omega)}{U_1^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2}{\Delta(\omega)} S_{\tilde{n}_1} + \frac{\left| \frac{\Delta_{12}(\omega) + \frac{\Delta_{14}(\omega)}{U_2^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2}{\Delta(\omega)} S_{\tilde{n}_2}; \\ S_{\delta u_2}(\omega) &= \frac{\left| \frac{\Delta_{21}(\omega) + \frac{\Delta_{23}(\omega)}{U_1^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2}{\Delta(\omega)} S_{\tilde{n}_1} + \frac{\left| \frac{\Delta_{22}(\omega) + \frac{\Delta_{24}(\omega)}{U_2^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2}{\Delta(\omega)} S_{\tilde{n}_2}; \\ S_{\delta \varphi_1}(\omega) &= \frac{\left| \frac{\Delta_{31}(\omega) + \frac{\Delta_{33}(\omega)}{U_1^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2}{\Delta(\omega)} S_{\tilde{n}_1} + \frac{\left| \frac{\Delta_{32}(\omega) + \frac{\Delta_{34}(\omega)}{U_2^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2}{\Delta(\omega)} S_{\tilde{n}_2}; \\ S_{\delta \varphi_2}(\omega) &= \frac{\left| \frac{\Delta_{41}(\omega) + \frac{\Delta_{43}(\omega)}{U_1^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2}{\Delta(\omega)} S_{\tilde{n}_1} + \frac{\left| \frac{\Delta_{42}(\omega) + \frac{\Delta_{44}(\omega)}{U_2^0}}{\Delta(\omega)} \right|^2}{\Delta(\omega)} S_{\tilde{n}_2}. \end{aligned} \right. \quad (9)$$

Using the obtained expressions (9), it is possible to quantitatively study the level of spectral power densities of the amplitude and phase noise of two coupled STNOs.

**Noise properties of two identical STNOs.** Let us consider the case of two absolutely identical STNOs

$\omega_{fm1} + N_1(U_1^0)^2 = \omega_{fm2} + N_2(U_2^0)^2 = \omega_0$ ;  $\omega_{fm1}, \omega_{fm2}$  are the ferromagnetic resonance frequencies.  $\Gamma_{G1} = \Gamma_{G2}$ ;  $\zeta_1 = \zeta_2$ ;  $Q_1 = Q_2$ ;  $\Omega_1 = \Omega_2$ . In this case, the time delay will be considered equal to zero  $\beta_1 = \beta_2 = 0$ . In general, the effect of phase delay reduces to the frequency of the obtained dependences. The amplitudes and phases of the STNO in this case will be equal to  $U_1^0 = U_2^0$ ,  $\psi^0 = 0$ .

In this case, we can now move to one equation for determining the stationary amplitude and drop subscripts 1 and 2:

$$0 = U^0 \Gamma_G \left[ (\zeta - 1) - (\zeta + Q)(U^0)^2 \right] + \Omega U^0.$$

Then the stationary value of the amplitude will have the form:

$$U^0 = \sqrt{\frac{\zeta - 1 + \frac{\Omega}{\Gamma_G}}{\zeta + Q}}.$$

The oscillation frequency in this case will be equal to:

$$\omega_0 = \omega_{fm} + N \frac{\zeta - 1 + \frac{\Omega}{\Gamma_G}}{\zeta + Q}.$$

If  $\Omega \rightarrow 0$  the frequency and amplitude of the oscillations of the coupled STNOs tend toward the frequency and amplitude of the oscillations of the self-regulating STNO. Let the STNO parameters be equal

$$[2]: \quad \frac{N}{2\pi} = 10.48 \text{ GHz}; \quad \frac{\omega_{fm1}}{2\pi} = 12.41 \text{ GHz}; \quad \zeta = 2;$$

$$Q = 0.66; \quad \sigma = 61.5 \text{ GHz/A}; \quad \alpha = 0.01;$$

$$\frac{\Gamma_G}{2\pi} = 0.1241 \text{ GHz}.$$

The stationary values of the amplitude and frequency of oscillations, in this case, will depend on the margin of self-excitation  $\zeta$  and the connection coefficient  $\Omega$  of two generators at  $\frac{\omega_0}{2\pi} = 18.84 \text{ GHz}$ . The dependence  $U(\zeta, \Omega)$  is shown in Fig. 1.



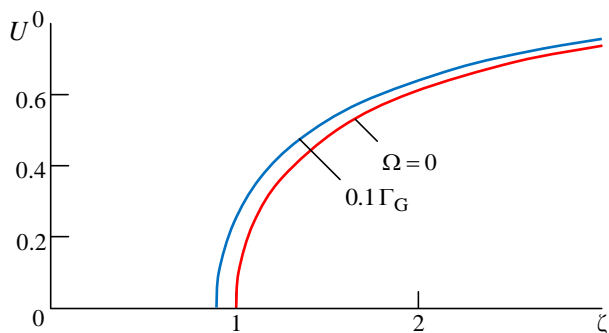


Fig. 1. Dependence of the stationary amplitude of oscillations at different values of the self-excitation margin

Let us compare the obtained spectral characteristics of the amplitude and phase noises with the characteristics of the self-regulating STNO. We will use the value of the coherence as a parameter  $\Omega$ . The peculiarity of the mutual synchronization assembly is the phenomenon of mutual assistance for the setting-in of oscillations. In this case, even with a margin of self-excitation less than unity, a stable state of oscillations is possible. A physical limit is the value of the coupling coefficient; it should be no more than  $\Gamma_G$  because the maximum realistically attainable values of the self-excitation margin are approximately  $\approx 3-4$ .

The dependence of the amplitude and phase noise at different values of the connection coefficient  $\Omega$  as well as two values of the self-excitation margin ( $\zeta = 2$

and  $\zeta = 4$ ) constructed according to formulas (11) are shown in Fig. 2

According to Fig. 2, the mutual synchronization of an ensemble of two STNOs leads to a decrease in the amplitude and phase noise of each of the oscillators. Moreover, an increase in the connection coefficient between STNOs leads to a decrease in the amplitude and phase noise. Also, an increase in the connection coefficient leads to an increase in the field of offsets from the frequency of the STNO oscillations, at which a gain in the amplitude and phase noise is ensured. The spectral density of phase noise far exceeds the spectral density of amplitude noise. This is typical for all self-excited oscillators.

An analysis of the expressions obtained shows that in order to improve the noisiness of STNOs, it is necessary to increase the self-excitation margin  $\zeta$ , to reduce losses in the equivalent oscillatory system  $\Gamma_G$ , and to reduce the nonisochronism coefficient  $N$ . Nonisochronism, being a mechanism for changing the oscillation frequency, leads to a significant deterioration in noisiness. However, a decrease  $N$  leads to a decrease in the possible frequency range of the oscillator.

The obtained calculations of amplitude and phase noise make it possible to design a system of synchronized STNOs with a minimum level of phase and amplitude noise.

**Noisiness of two non-identical STNOs.** Let us consider the case of synchronization of two non-

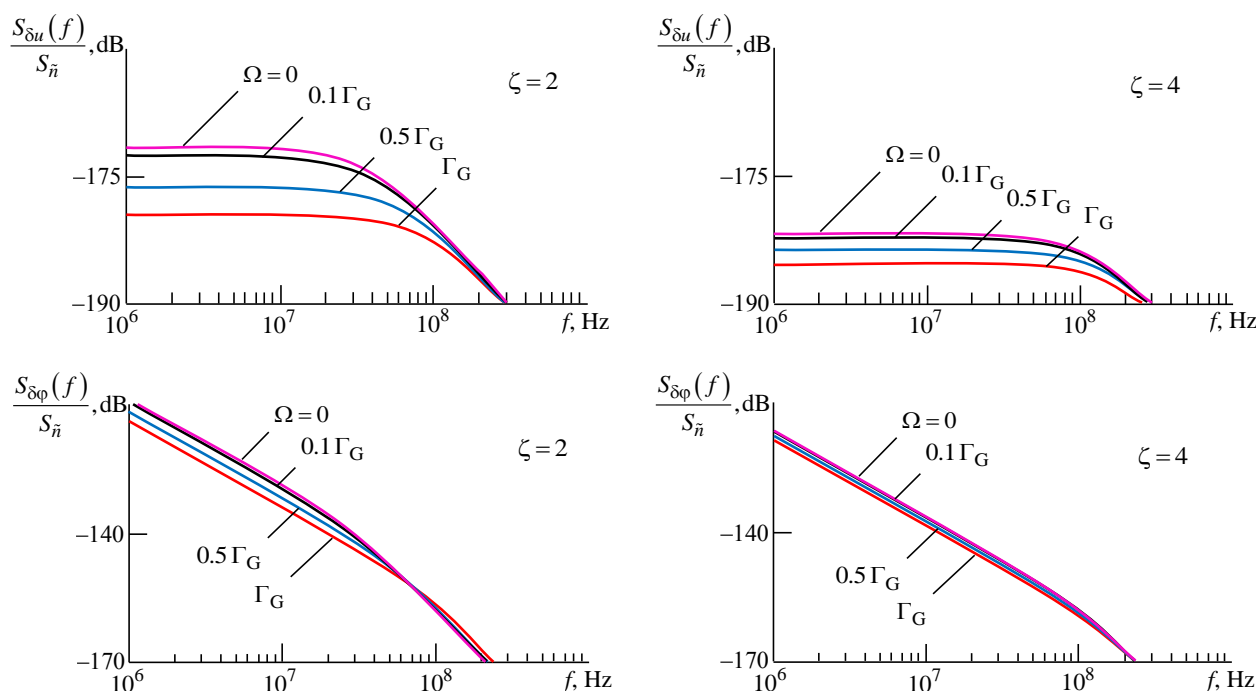


Fig. 2. Dependence of amplitude and phase noise at different values of the connection coefficient  $\Omega$  and two values of the self-excitation margin  $\zeta = 2$  and  $\zeta = 4$ . Nonisochronism coefficient  $N = 0$

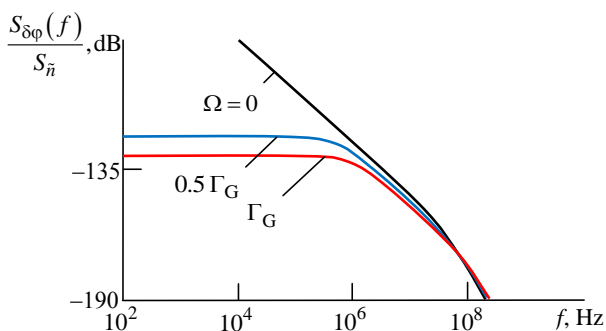


Fig. 3. Phase noise of two STNOs with different self-excitation margins and corresponding discomposure

$\Delta\omega = -9.77 \cdot 10^7$  rad/s for two connection coefficients ( $\Omega = 0.5\Gamma_G; \Omega = \Gamma_G$ ) and noise of self-regulating STNO ( $\Omega = 0$ )

identical STNOs that differ in the self-excitation margin. For such an assembly, a gain in the phase noise level is obtained for both STNOs. In this case, the best noise value is achieved for the STNO which has a large self-excitation margin, in accordance with Fig. 3.

**Conclusion.** The dependences are obtained in a general form for each STNO's noise source's attenuation coefficients of the amplitude and phase fluctuations. Two cases of synchronization were

considered – completely identical and non-identical STNOs, differing by a self-excitation margin, frequencies, and amplitudes of oscillations. It is possible to obtain a gain in the level of amplitude and phase noise for two identical STNOs. In this case, an increase in the allowance of self-excitation leads to a decrease in the level of phase and amplitude noise. Non-isochronism, in its turn, leads to an increase in the level of amplitude and phase noise. In the second case, it is possible to obtain the best value of phase and amplitude noise. At the same time, in order to obtain a less noisy STNO, it is necessary to increase the connection coefficient of two STNOs and to increase the frequency mismatch of two STNOs while remaining within the system synchronism line. This is because the control action to STNOs in this model depends on the frequency difference between the generators. With equal frequencies, such an effect is minimal in accordance with the shortened equations. This analysis of attenuation coefficients for non-identical STNOs demonstrates the possibility of improving the noise properties of each of the generators. In this case, the best noise value is obtained for STNOs with greater stability in stand-alone mode.

#### Author's contributions

**A. A. Mitrofanov**, obtaining a model of two connected spin-transfer nanoscillators in the condition of noise. Obtaining and analysis of power spectral densities of two connected spin-transfer nano-oscillators in the condition of noise. Preparation of the text for the study.

**A. R. Safin**, supervision of the study. Preparation of the text for the study.

**E. M. Torina**, obtaining spectral power densities of two connected spin-transfer nanoscillators. Preparation of the text for the study.

**N. N. Udalov**, supervision of the study.

#### References

1. Rohde U., Poddar A., Böck G. The Design of Modern Microwave Oscillators for Wireless Applications: Theory and Optimization. New Jersey, John Wiley & Sons, 2005, 560 p.
2. Slavin A., Tiberkevich V. 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
3. Slonczewski J. C. Current-Driven Excitation of Magnetic Multilayers. J. of Magnetism and Magnetic Materials. 1996, vol. 159, iss. 1–2, pp. L1–L7. doi: 10.1016/0304-8853(96)00062-5
4. Berger L. Emission of Spin Waves by a Magnetic Multilayers Traversed by a Current. Phys. Rev. B. 1996, vol. 54, iss. 13, pp. 9353–9358. doi: 10.1103/PhysRevB.54.9353
5. Kim J. V., Slavin A., Tiberkevich V. Generation Linewidth of an Auto-Oscillator with a Nonlinear Frequency Shift: Spin-torque Nanooscillator. Phys. Rev. Lett. 2008, vol. 100, iss. 1, pp. 017207. doi: 10.1103/PhysRevLett.100.017207
6. Slavin A. N., Kabos P. Approximate Theory of Microwave Generation in a Current-Driven Magnetic Nanocontact Magnetized in an Arbitrary Direction. IEEE Trans. Magn. 2005, vol. 41, iss. 4, pp. 1264–1273. doi: 10.1109/TMAG.2005.845915
7. Villard P., Ebels U., Houssameddine D., Katine J., Mauri D., Delaet B., Vincent P., Cyrille M.-C., Viala B., Michel J.-Ph., 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
8. Menshawy S., Jenkins A. S., Merazzo K. J., Vila L., Ferreira R., Cyrille M.-C., Ebels U., Bortolotti P., Kermorvant J., Cros V. Spin Transfer Driven Resonant Expulsion of a Magnetic Vortex Core for Efficient RF Detector. AIP Advances. 2017, vol. 7, no. 5, p. 056608. doi: 10.1063/1.4973389

9. Nikonov D. E., Csaba G., Porod W., Shibata T., Voils D., Hammerstrom D., Young I. A., Bourianoff G. I. 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

10. Khymyn R., Lisenkov I., Tiberkevich V., Ivanov B. A., Slavina A. Antiferromagnetic THz-Frequency Josephson-like Oscillator Driven by Spin Current. *Sci. Rep.* 2017, vol. 7, iss. 1, art. no. 43705. doi: 10.1038/srep43705

11. Sulymenko O., Prokopenko O., Tiberkevich V., Slavina A. N., Ivanov B. A., Khymyn R. S. Terahertz-Frequency Spin Hall Auto-Oscillator Based on a Canted Antiferromagnet. *Phys. Rev. Appl.*, 2017, vol. 8, iss. 6, art. no. 064007. doi: 10.1103/PhysRevApplied.8.064007

12. Mitrofanov A., Safin A., Udalov N., Kapranov M. Theory of the Spin-Transfer Nanooscillator-Based Phase Locked Loop. *J. of Appl. Phys.* 2017, vol. 122, iss. 12, p. 123903. doi: 10.1063/1.5004117

13. Mitrofanov A. A., Safin A. R., Udalov N. N. System of Phase Synchronization of Spin-Transfer Nanooscillator. *Tech. Phys. Lett.* 2014, vol. 40, iss. 7, pp. 571–573. doi: 10.1134/S1063785014070074

14. Mitrofanov A. A., Safin A. R., Udalov N. N. Amplitude and Phase Noises of Spin-Transfer Nano-oscillators Synchronized by Phase-lock Loop. *Tech. Phys. Lett.* 2015, vol. 41, iss. 8, pp. 778–780. doi: 10.1134/S1063785015080271

15. Mitrofanov A. A., Safin A. R., Udalov N. N., Kapranov M. V. Synchronization of spin-transfer nano-oscillator. *MPEI Bulletin*. 2015, no. 1, pp. 96–100. (In Russ.)

### Information about the authors

**Alexander A. Mitrofanov**, PhD in Technical Sciences in the specialty of "Radioengineering Including Systems and Television Devices" (2018), Researcher (PostDoc) at Emory University (Atlanta, USA). The author of more than 10 scientific publications. Area expertise: radiophysics; the theory of oscillations and waves; spintronics; physics of magnetic phenomena.

Address: Emory University, Atlanta, GA 30322, United States of America

E-mail: mitrofanov\_alexander@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7447-9841>

**Ansar R. Safin**, Cand. Sci. (Eng.) in "Radio Engineering Including Television Systems and Devices" (2014), Head of the Department of Radio Signal Generation and Processing in NRU "MPEI", Senior Researcher at the Institute of Radio Technologies and Electronics in Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of Russian Academy of Sciences. The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: radiophysics and electronics; physics of magnetic phenomena; spintronics.

Address: National Research University "MPEI", 14 Krasnokazarmennaya St., Moscow 111250, Russia

E-mail: arsafin@gmail.com

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

**Elena M. Torina**, Cand. Sci. (Eng.) in "Radio Engineering Including Television Systems and Devices" (2017), Senior Lecturer of the Department of Radio Signal Generation and Processing in NRU "MPEI". The author of more than 20 scientific publications. Area of expertise: design and study of nonlinear radio engineering devices for generating radio signals.

Address: National Research University "MPEI", 14 Krasnokazarmennaya St., Moscow 111250, Russia

E-mail: dro.em@yandex.ru

**Nikolai N. Udalov**, Dr. Sci. (Eng.) in "Theoretical Foundations of Radio Engineering" (1995), Professor of the Department of Radio Signal Generation and Processing in NRU "MPEI". The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: statistical radio engineering; phase synchronization systems and frequency synthesis; theoretical radio engineering.

Address: National Research University "MPEI", 14 Krasnokazarmennaya St., Moscow 111250, Russia

E-mail: arnellemorte@gmail.com

---

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

УДК 621.391, 519.67

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-2-26-37>

## Построение минимаксных ансамблей аperiodических кодов Голда

В. Ю. Зубарев<sup>1</sup>, Б. В. Пономаренко<sup>1✉</sup>, Е. Г. Шанин<sup>1</sup>, А. Г. Вострецов<sup>2,3</sup>

<sup>1</sup>АО "Навигатор", Санкт-Петербург, Россия

<sup>2</sup>Новосибирский государственный технический университет, Новосибирск, Россия

<sup>3</sup>Институт горного дела СО РАН, Новосибирск, Россия

✉ [irk@navigat.ru](mailto:irk@navigat.ru)

### Аннотация

**Введение.** В системах цифровой связи широко применяются сигналы, построенные на основе ансамблей кодовых последовательностей. При разработке этих систем наибольшее внимание уделяется анализу, синтезу и реализации ансамблей периодических сигналов. Разработаны и используются теоретические методики синтеза ансамблей периодических сигналов. Значительно меньше результатов получено в области построения ансамблей аperiodических сигналов с заданными корреляционными свойствами. Теоретические методики синтеза таких ансамблей сигналов практически отсутствуют.

**Цель работы.** Построение минимаксных ансамблей аperiodических кодов Голда, которые обладают одним из лучших среди известных бинарных кодов соотношением длины кодов и объема ансамбля.

**Материалы и методы.** Для построения минимаксного ансамбля используется направленный перебор и метод дискретного выбора лучшего ансамбля на основе безусловного критерия предпочтения.

**Результаты.** В статье описан алгоритм формирования полных и неполных минимаксных ансамблей аperiodических кодов Голда с заданными длиной и объемом ансамбля. Приведены параметры и вид авто- и взаимно корреляционных функций для ряда полученных ансамблей. Выполнено сравнение результатов статьи с известными результатами для ансамблей периодических кодов Голда в части роста минимаксных значений корреляционных функций в зависимости от длины кодов и объема ансамблей.

**Заключение.** Разработанные алгоритмы, в отличие от известных, позволяют конструировать как полные ансамбли, так и ансамбли, учитывающие ограничение их объема. Кроме того, данные алгоритмы могут быть распространены на задачи построения ансамблей из других семейств, например собранных из кодовых последовательностей, принадлежащих различным семействам.

**Ключевые слова:** аperiodические последовательности Голда, минимаксные ансамбли

**Для цитирования:** Зубарев В. Ю., Пономаренко Б. В., Шанин Е. Г., Вострецов А. Г. Построение минимаксных ансамблей аperiodических кодов Голда // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 2. С. 26–37. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-2-26-37

---

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 01.11.2019; принята к публикации после рецензирования 13.03.2020; опубликована онлайн 29.04.2020

---



## Formation of Minimax Ensembles of Aperiodic Gold Codes

Vladimir Yu. Zubarev<sup>1</sup>, Boris V. Ponomarenko<sup>1✉</sup>, Evgeniy G. Shanin<sup>1</sup>, Aleksey G. Vostretsov<sup>2,3</sup>

<sup>1</sup>Navigator Company, St Petersburg, Russia

<sup>2</sup>Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

<sup>3</sup>Chinakal Institute of Mining of the Siberian Branch of the RAS, Novosibirsk, Russia

✉irk@navigat.ru

### Abstract

**Introduction.** Signals constructed on the basis of ensembles of code sequences are widely used in digital communication systems. During development of such systems, the most attention is paid to analysis, synthesis and implementation of periodic signal ensembles. Theoretic methods for synthesis of periodic signal ensembles are developed and are in use. Considerably fewer results are received regarding construction of aperiodic signal ensembles with given properties. Theoretical methods for synthesis of such ensembles are practically nonexistent.

**Aim.** To construct aperiodic Gold code ensembles with the best ratios of code length to ensemble volume among the most known binary codes.

**Materials and methods.** Methods of directed search and discrete choice of the best ensemble based on unconditional preference criteria are used.

**Results.** Full and truncated aperiodic Gold code ensembles with given length and ensemble volume were constructed. Parameters and shape of auto- and mutual correlation functions were shown for a number of constructed ensembles. Comparison of the paper results with known results for periodic Gold code ensembles has been conducted regarding growth of minimax correlation function values depending on code length and ensemble volume.

**Conclusion.** The developed algorithms, unlike the known ones, make it possible to form both complete ensembles and ensembles taking into account the limitation of their volume. In addition, the algorithms can be extended to the tasks of forming ensembles from other families, for example, assembled from code sequences belonging to different families.

**Keywords** aperiodic Gold code sequences, minimax ensembles

**For citation:** Zubarev V. Yu., Ponomarenko B. V., Shanin E. G., Vostretsov A. G. Formation of Minimax Ensembles of Aperiodic Gold Codes. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 2, pp. 26–37. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-2-26-37

**Conflict of interest.** Authors declare no conflict of interest.

Submitted 01.11.2019; accepted 13.03.2020; published online 29.04.2020

**Введение.** В радиосистемах передачи дискретных сообщений, радиолокационных и радионавигационных системах широко используются сигналы, построенные на основе ансамблей кодовых последовательностей (КП). Выбор таких ансамблей с хорошими корреляционными свойствами является растущей областью исследований для этих систем [1].

Наибольшее внимание исследователей сосредоточено на построении ансамблей полифазных и комплементарных КП, последовательностей с нулевой зоной корреляции [1]. При этом используются аналитические методы синтеза [2–4], а также генетические алгоритмы [5], эволюцион-

ные алгоритмы [6] и различные модификации этих вычислительных процедур [7]. В то же время у комплементарных КП есть ряд ограничений, в том числе на количество последовательностей в наборе, доступные длины КП, а также требование линейности усилителей мощности при реализации. Последнее справедливо и для полифазных КП. Поэтому не снижается интерес к бинарным КП. Однако отмечается [1], что "проектирование семейств последовательностей желаемого размера, длины последовательности и аperiodических свойств – все еще открытая проблема", решение которой является важным для различных цифровых систем.

В современных радиосистемах используются как периодические, так и аperiodические дискретные сигналы. При их одновременной передаче в общей полосе частот стремятся к минимизации взаимных помех, что сводится, например, к использованию минимаксных ансамблей КП, т. е. ансамблей КП, оптимальных по минимаксному критерию [8].

Для периодических дискретных сигналов известны методы синтеза минимаксных ансамблей КП [8], а также оценки значений периодических автокорреляционных функций (ПАКФ) и периодических взаимно корреляционных функций (ПВКФ), достижимых минимаксными ансамблями. Для ансамблей аperiodических КП "в настоящее время не только нет регулярного метода синтеза бинарных фазоманипулированных сигналов, оптимальных по минимаксному критерию, но даже нельзя ответить на вопрос, насколько известные сигналы с большим числом позиций  $N$  близки к оптимальным" [9].

Более того, как указывается в [9], и для односторонних аperiodических КП, несмотря на интенсивные исследования, все известные методы синтеза содержат в качестве одного из этапов перебор. К этим методам относят, в частности [9, 10]:

1. Метод направленного перебора. Этим методом были найдены все бинарные последовательности Баркера, троичные аperiodические квазиортогональные КП, в том числе троичные последовательности Баркера с  $N < 31$ . Значение минимума пикового уровня боковых лепестков аperiodической автокорреляционной функции (ААКФ) определено до  $N = 105$  [11].

Метод направленного перебора предусматривает два этапа. Первый этап ориентирован на сужение области перебора и состоит в формулировке необходимых условий существования и допустимых комбинаторных соотношений параметров. Второй заключается в разработке эффективных переборных алгоритмов.

2. Метод синтеза аperiodических КП на основе периодических. Идея метода основана на взаимосвязи ААКФ  $\rho_a(m)$  с ее периодическим аналогом ПАКФ  $\rho_p(m)$ . Если

$$\rho_{p_{\max}} = \max \{ \rho_p(m) \}; \quad m = 1, 2, \dots, N-1,$$

то легко получить оценку  $\rho_{a_{\max}}(m) \geq (1/2)\rho_{p_{\max}}$ . Таким образом, последовательности с "хороши-

ми" ААКФ могут быть найдены только среди последовательностей с "хорошими" ПАКФ [12].

Метод также состоит из двух этапов. Первый заключается в поиске КП с "хорошей" ПАКФ, второй – в поиске оптимальных по минимаксному критерию начальных условий. С помощью этого метода найдены оптимальные по минимаксному критерию бинарные и троичные последовательности.

3. Синтез сигналов КП по заданной ААКФ. В зависимости от используемого критерия и способа вычисления отклонений выделяют [9]:

- метод равномерного приближения;
- метод минимума среднеквадратического отклонения;
- метод покоординатного спуска;
- метод минимума среднестепенного отклонения;
- асимптотический метод синтеза.

Все эти методы относятся к числу итерационных и включают в себя трудоемкий переборный процесс. Лучшие результаты синтеза бинарных последовательностей с  $N < 901$  существенно уступают по уровню минимаксных боковых лепестков ААКФ последовательностям, синтезированным одним из ранее упомянутых методов.

В [9] отмечено, что проблемы усовершенствования этих методов состоят в синтезе КП с "хорошей" ПАКФ и сокращении времени на этапе перебора.

**Постановка задачи.** Метод построения аperiodических КП на основе периодических может быть использован и для построения минимаксных ансамблей аperiodических КП.

Для минимаксных ансамблей бинарных периодических КП известны оценки  $\rho_{p_{\max}}$  в зависимости от длин кодов  $N$  и объемов ансамблей  $K$ . Для ряда популярных ансамблей такие оценки приведены в [12] (табл. 1). Из табл. 1 следует, что для больших  $K$ , близких к  $N$ , целесообразно, в частности, использование кодов Голда. Например, требуемому объему ансамбля  $K_c = 100$  удовлетворяют только коды Голда с длиной  $N = 127$  и выше и ансамбли Касами с длиной  $N = 1023$  и выше. Этим обусловлен выбор в данной статье ансамбля кодов Голда для последующего построения минимаксного ансамбля аperiodических КП, несмотря на то что для периодических кодов Голда оценка  $\rho_{p_{\max}}$  несколько хуже, чем для других ансамблей из табл. 1.

Таблица 1. Характеристики ансамблей псевдослучайных последовательностей

Table 1. Characteristics of pseudo-random sequence ensembles

Ансамбль	Длина ( $N$ )	Объем ( $K$ )	Квадрат максимума бокового лепестка АКФ ( $\rho_{p_{\max}}^2$ )
Голд	$2^n - 1, n \neq 0 \pmod{4};$ 7, 31, 63, 127, 511, 1023	$N + 2 = 2^n + 1$	$\frac{[\sqrt{2(N+1)+1}]^2}{N^2} \rightarrow \frac{2}{N},$ $n - \text{нечетное};$ $\frac{[\sqrt{2(N+1)+1}]^2}{N^2} \rightarrow \frac{4}{N},$ $n - \text{четное}$
Касами	$2^n - 1, n - \text{четное};$ 15, 63, 255, 1023	$\sqrt{N+1}$	$\frac{(\sqrt{N+1}+1)^2}{N^2} \rightarrow \frac{1}{N}$
Объединение Касами и бент-последовательностей	$2^n - 1, n = 0 \pmod{4};$ 15, 255	$2\sqrt{N+1} - 1$	$\frac{(\sqrt{N+1}+1)^2}{N^2} \rightarrow \frac{1}{N}$
Камалетдинов 1	$p(p-1), p - \text{простое};$ 42, 110, 343, 506, 930	$p+1 = \frac{\sqrt{4N+1}+3}{2} \rightarrow \sqrt{N}$	$\frac{(p+3)^2}{N^2} \rightarrow \frac{1}{N}$
Камалетдинов 2	$p(p+1), p - \text{простое};$ 12, 56, 132, 380, 552, 930	$p-1 = \frac{\sqrt{4N+1}-3}{2} \rightarrow \sqrt{N}$	$\frac{(p+1)^2}{N^2} \rightarrow \frac{1}{N}$

Настоящая статья посвящена построению минимаксных ансамблей аperiodических кодовых последовательностей Голда с объемом, близким к длине кода. Отметим, что ансамбли Голда пользуются большой популярностью в современных системах множественного доступа с кодовым разделением (CDMA), к которым, в частности, относятся системы GPS, UMTS и др. [13]. Они используются для разделения данных, передаваемых по линии связи между различными абонентами, как расширяющие последовательности, преобразующие информационный сигнал в широкополосный, для синхронизации приема информационных посылок.

Пусть  $\mathbf{a}_{ki} = \{a_{ki,0}, a_{ki,1}, \dots, a_{ki,N-1}\}$  –  $k$ -я бинарная аperiodическая КП длиной  $N$ , принадлежащая  $i$ -му ансамблю Голда  $\{\mathbf{a}_k\}_i$ ,  $k = 1, \dots, K$ ;  $i = 1, \dots, N_{\text{Gold}}$ . Нормированная ААКФ последовательности  $\mathbf{a}_{ki}$  определяется как [12]:

$$\rho_{a, kki}(m) = \begin{cases} \frac{1}{\|\mathbf{a}_{ki}\|^2} \sum_{j=m}^{N-1} a_{ki,j} a_{ki,j-m}, & m \geq 0; \\ \frac{1}{\|\mathbf{a}_{ki}\|^2} \sum_{j=0}^{N-1+m} a_{ki,j} a_{ki,j-m}, & m < 0, \end{cases}$$

где  $\|\mathbf{a}_{ki}\|$  – евклидова норма, одинаковая для всех кодовых векторов  $\mathbf{a}_{ki}$ ;  $\|\mathbf{a}_{ki}\|^2 = E$  – энергия каждой из кодовых последовательностей  $\mathbf{a}_{ki}$ .

Нормированная АВКФ двух последовательностей одинаковой длины  $\mathbf{a}_{ki}$  и  $\mathbf{a}_{li}$  равна

$$\rho_{a, kli}(m) = \begin{cases} \frac{1}{\|\mathbf{a}_{ki}\| \|\mathbf{a}_{li}\|} \sum_{j=m}^{N-1} a_{ki,j} a_{li,j-m}, & m \geq 0; \\ \frac{1}{\|\mathbf{a}_{ki}\| \|\mathbf{a}_{li}\|} \sum_{j=0}^{N-1+m} a_{ki,j} a_{li,j-m}, & m < 0. \end{cases}$$

Пусть

$$R_{kk,i} = \max_m |\rho_{a, kki}(m)|, \quad m \neq 0$$

– пиковый уровень боковых лепестков  $k$ -й ААКФ  $i$ -го ансамбля аperiodических КП Голда;

$$Q_{kl,i} = \max_m |\rho_{a, kli}(m)|, \quad k \neq l$$

– максимальное значение модуля АВКФ последовательностей  $\mathbf{a}_{ki}$  и  $\mathbf{a}_{li}$ . Для  $i$ -го ансамбля найдем пару значений:  $\max_k R_{kk,i}$ , которое достигается при некоторой КП с номером  $k = j_1$ , и  $\max_{k,l} Q_{kl,i}$ ,



которое достигается при некоторой паре КП с номерами  $k = j_2$ ,  $l = j_3$ . Минимаксным ансамблем  $\{a_{kM}\}$ ,  $k = 1, \dots, K$ ;  $M = 0, \dots, N - 1$  при заданных значениях  $K$  и  $N$  будем называть ансамбль, выбранный следующим образом:

1) для каждого  $i$ -го ансамбля определяется пара значений  $\max_k R_{kk, i}$  и  $\max_{k, l} Q_{kl, i}$ ;

2) на основе алгоритма двухкритериального выбора [17] находится ансамбль  $i = M$ , имеющий наилучшую по указанному алгоритму пару значений  $\max_k R_{kk, i}$  и  $\max_{k, l} Q_{kl, M}$ .

Как следует из табл. 1, полный объем ансамбля Голда  $K = N + 2$ . В настоящей статье рассмотрены как полные, так и неполные минимаксные ансамбли объемом  $K_c < K$ , необходимые в ряде практических приложений. Включенные в рассмотрение неполные минимаксные ансамбли образованы из полного минимаксного ансамбля Голда с номером  $i = M$  отбрасыванием  $K - K_c$  последовательностей с наибольшими значениями  $R_{kk, M}$ .

**Алгоритм построения минимаксного ансамбля аperiodических кодов Голда.** Исходя из приведенного определения, далее рассмотрена процедура построения минимаксного ансамбля, состоящая из следующих операций:

- формирование ансамблей кодов Голда;
- выбор из множества ансамблей Голда лучшего на основе алгоритма двухкритериального выбора [17].

Для построения ансамбля кодов Голда в соответствии с методом Голда [14] выбирают пары образующих  $m$ -последовательностей на основе свойств полиномов. Каждой  $m$ -последовательности длины  $N = 2n - 1$  ( $n$  – целое) соответствует свой примитивный полином степени  $n$ . Примитивные полиномы приводятся в таблицах [15], их количество равно  $P = \Phi(2^n - 1)/n$ , где  $\Phi(x)$  – функция Эйлера (количество натуральных чисел, меньших  $x$  и взаимно простых с  $x$ ). Количество несовпадающих пар  $m$ -последовательностей, построенных по примитивным полиномам, равно  $N_a = (P^2 - P)/2$ .

Ансамбли Голда можно получить не для всех комбинаций  $m$ -последовательностей определенной длины. Для генерации кодов Голда выбирают предпочтительные пары  $m$ -последовательностей. Алгоритм их поиска заключается в следующем:

– находят все примитивные полиномы степени  $n$ , которые образуют  $m$ -последовательности;

– каждую из полученных  $m$ -последовательностей децимируют представленными далее коэффициентами децимации  $q$ ;

– из полученных после децимации  $m$ -последовательностей с помощью алгоритма Берлекэмп–Мэсси [16] находят порождающие их полиномы;

– отбрасывают зеркальные копии полученных пар полиномов.

Оставшиеся пары и являются предпочтительными парами.

Для получения коэффициента децимации используется существующая между корнями некоторых примитивных полиномов связь: корни одного полинома  $f_r(x)$  являются  $q$ -ми степенями корней другого полинома  $f_l(x)$ , причем число  $q$  – взаимно простое с  $N$ . Тогда  $m$ -последовательность  $M_l$ , порождаемая полиномом  $f_l(x)$ , может быть образована выборкой каждого  $q$ -го элемента из  $m$ -последовательности  $M_r$ .

Значения коэффициентов децимации  $q$  приводят к образованию предпочтительных пар, если удовлетворяют одному из следующих условий:  $q = 2^k + 1$  или  $q = 2^{2k} - 2^k + 1$ , где  $k \leq (n - 1)/2$ , а наибольший общий делитель чисел  $k$  и  $n$   $\text{НОД}(k, n) = 1$ .

При определении пар  $m$ -последовательностей для построения ансамбля Голда не рассматривались ансамбли на основе циклических сдвигов исходных  $m$ -последовательностей. Перебор сдвинутых КП может служить дополнительным резервом для оптимизации.

Рассмотрим задачу составления предпочтительных пар  $m$ -последовательностей на примере последовательности длиной  $N = 127$ , порождаемой примитивным полиномом степени  $n = 7$ . Для  $n = 7$  имеется 18 примитивных полиномов, девять из которых приведены в [15]. Другие девять являются их зеркальными полиномами. Всем 18 полиномам соответствуют взаимно-обратные  $m$ -последовательности – пары  $m$ -последовательностей, связанные коэффициентом децимации

$$q = [2^j (N - 1)/2] \bmod N.$$

Таким образом, по степени примитивного полинома  $n$  определяются все возможные ансамбли кодов Голда. В настоящей статье авторы ограни-

Таблица 2. Количество ансамблей Голда  
 Table 2. Number of Gold ensembles

Степень порождающего полинома ( $n$ )	Длина последовательности ( $N$ )	Число примитивных полиномов ( $P$ )	Число пар $m$ -последовательностей ( $N_a$ )	Число ансамблей Голда ( $N_{\text{Gold}}$ )
5	31	6	15	12
6	63	6	15	6
7	127	18	153	90
9	511	48	1128	288
10	1023	60	1770	300

чиваются  $n=5, 6, 7, 9$  и  $10$ . Расчетные параметры для этих значений  $n$  приведены в табл. 2.

Далее для полученных ансамблей кодов Голда определяются путем перебора значения  $\max_k R_{kk,i}$  и  $\max_{k,l} Q_{kl,i}$ .

Выбор лучшего по минимаксному критерию ансамбля Голда является задачей двухкритериального дискретного выбора. Для ее решения полученное множество  $\left\{ \max_k R_{kk,i}; \max_{k,l} Q_{kl,i} \right\}$  раз-

бивается на множества худших и нехудших вариантов с применением безусловного критерия предпочтения. Далее используется метод прямоугольников [17], проиллюстрированный рис. 1 для  $N=127$  и  $511$ . Метод прямоугольников заключается в следующем:

1. Показатели  $\max_k R_{kk,i}$  и  $\max_{k,l} Q_{kl,i}$  откладывают по осям координатной плоскости в возрастающем порядке.
2. На эту плоскость наносят точки множества  $\left\{ \max_k R_{kk,i}; \max_{k,l} Q_{kl,i} \right\}$ .
3. На вертикальной прямой  $l$ , проходящей через самую левую точку множества, выбирают самую нижнюю либо единственную точку  $A_1$ .

4. Проводят горизонтальную прямую  $2$  через самую нижнюю точку множества. Если на этой прямой оказалось несколько точек, выбирают самую левую ( $A_2$ ). Найденные таким образом точки  $A_1, A_2$  являются крайними точками левой нижней границы. Точку пересечения проведенных прямых назовем  $B$ .

5. Через точку  $A_1$  проводят горизонтальную линию  $3$ , а через точку  $A_2$  – вертикальную линию  $4$  до их пересечения в точке  $C$ . Все точки, лежащие вне получившегося прямоугольника, исключаются из дальнейшего отбора.

6. Внутри прямоугольника  $A_1CA_2B$  проводят вертикальную прямую через самую левую точку (или точки) и горизонтальную прямую через самую нижнюю точку (или точки). Тогда самая левая точка на горизонтальной прямой  $A_3$  и самая нижняя точка на вертикальной прямой  $A_4$  будут следующими точками нижней левой границы.

7. Пп. 3–6 повторяют, пока есть возможность построения новых линий. Таким образом, находят точку множества с минимальными по  $i$  значениями  $\max_k R_{kk,i}$  и  $\max_{k,l} Q_{kl,i}$ . Если получается несколько ансамблей с одинаковыми значениями

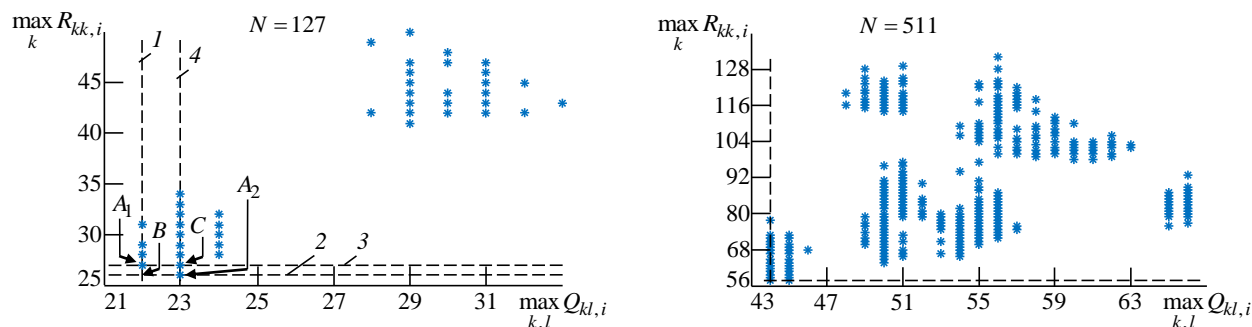


Рис. 1. Распределение максимальных значений корреляционных функций ансамблей для двух значений длины  
 Fig. 1. Distribution of maximum values of ensemble correlation functions for two length values

Таблица 3. Номера предпочтительных пар примитивных полиномов, дающих минимаксные ансамбли

Table 3. Numbers of preferred pairs of primitive polynomials that yield minimax ensembles

Степень порождающего полинома ( $n$ )	Длина последовательности ( $N$ )	Объем ансамбля	Номера первых примитивных полиномов пары	Номера вторых примитивных полиномов пары	Минимаксное значение бокового лепестка ААКФ $\left(\min_i \max_k R_{kk,i}\right)$	Минимаксное значение бокового лепестка АВКФ $\left(\min_i \max_{k,l} Q_{kl,i}\right)$
5	31	$N + 2$	2	6	11	13
			2	3	12	12
			2	5	12	12
			3	4	12	12
			4	6	12	12
6	63	$N + 2$	2	5	19	19
7	127	100	5	6	22	27
			14	18	23	26
		$N + 2$	3	15	25	28
			14	18	26	26
9	511	100	3	17	44	58
		$N + 2$	3	17	57	58
10	1023	100	45	49	65	91
			33	53	64	89

показателей, то считается, что ансамбли идентичны по своим характеристикам и можно выбрать любой из них.

**Результаты.** В соответствии с описанными алгоритмами построены полные и неполные ансамбли Голда для параметров, указанных в табл. 2, и выбраны минимаксные ансамбли. В табл. 3 приведены условные номера предпочтительных пар примитивных полиномов, дающих в итоге минимаксные: полные ансамбли ( $K_c = K = N + 2$ ), неполные ансамбли ( $K_c = 100$ ) и минимаксные значения боковых лепестков ААКФ и АВКФ.

Из рис. 1 видно, что для  $N = 127$  определяются два лучших результата оптимизации для распределения  $\max_k R_{kk,i}$  и  $\max_{k,l} Q_{kl,i}$ , а для  $N = 511$  – один такой результат. Этот факт отражен в табл. 3, где для  $n = 7$  приведены два набора минимаксных значений.

На рис. 2 приведены наложенные друг на друга ААКФ минимаксных полных и неполных ( $K_c = 100$ ) ансамблей из табл. 3 для  $N = 127$ , а на рис. 3 – аналогичные ААКФ для  $N = 511$ .

На рис. 4 приведены наложенные друг на друга АВКФ кодов ансамбля Голда, выбранного по алгоритму [17]. На рис. 5 приведены зависимости минимаксного уровня ААКФ  $\min_i \max_k R_{kk,i}$  от объема ансамбля  $K_c$  для кодов различной длины  $N$ .

**Обсуждение результатов.** Сочетание известного метода построения ансамблей Голда и дискретного выбора лучшего из них на основе безусловного критерия предпочтения [17] позволяет построить минимаксные ансамбли аperiodических кодов Голда. Разработанные алгоритмы позволяют конструировать как полные ансамбли, так и ансамбли, учитывающие ограничение их объема. Кроме того, данные алгоритмы можно распространить на задачи построения ансамблей из других семейств, например собранных из КП, принадлежащих различным семействам.

Сравним полученные значения параметров, характеризующие минимаксные ансамбли аperiodических КП Голда, с некоторыми известными из литературы результатами.

1. Существуют фундаментальные ограничения на боковые лепестки ААКФ. Для произвольных одиночных бинарных КП модуль максимального бокового лепестка

$$SL_{\max} = \max_m |\rho_{a, kki}(m)|, m \neq 0$$

нормированной ААКФ ограничен снизу величиной  $1/N$ . Нижняя граница достигается кодами Баркера. Возможные значения для небаркеровских кодов  $SL_{\max} \geq 2/N$ .

В течение длительного времени разными авторами в результате глобального поиска найдены минимальные значения пиков боковых лепестков

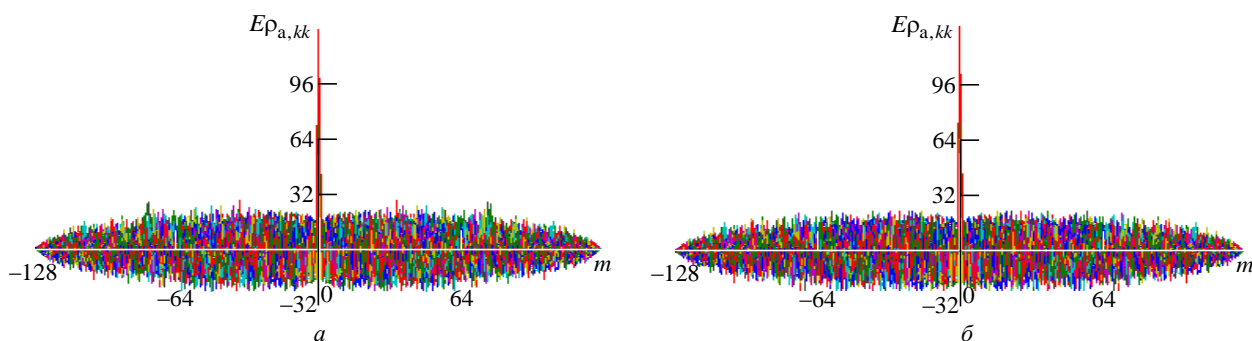


Рис. 2. Аперiodические автокорреляционные функции кодов Голда длины  $N = 127$ :  
 $a$  – полный ансамбль;  $b$  – неполный ансамбль ( $K_c = 100$ )

Fig. 2. Gold codes length 127 aperiodic autocorrelation functions:  $a$  – full ensemble;  $b$  – truncated ensemble  $K_c = 100$

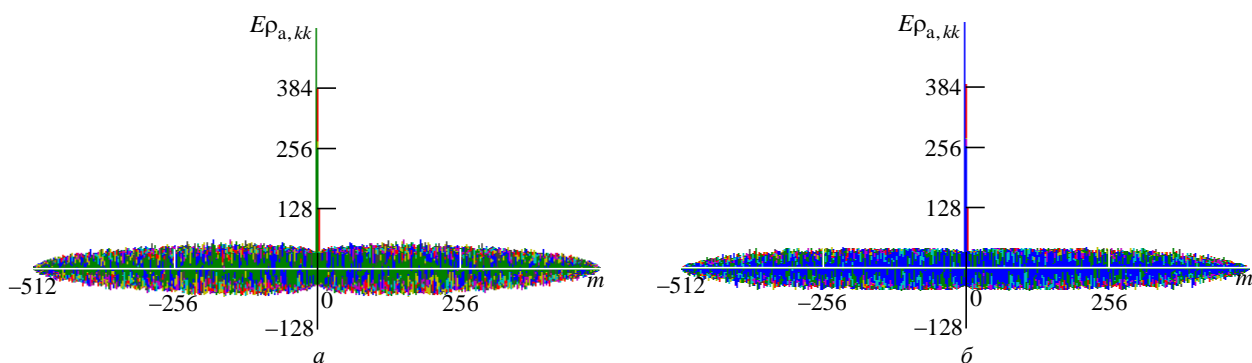


Рис. 3. Аперiodические автокорреляционные функции кодов Голда длины  $N = 511$ :  
 $a$  – полный ансамбль;  $b$  – неполный ансамбль ( $K_c = 100$ )

Fig. 3. Gold codes length 511 aperiodic autocorrelation functions:  $a$  – full ensemble;  $b$  – truncated ensemble  $K_c = 100$

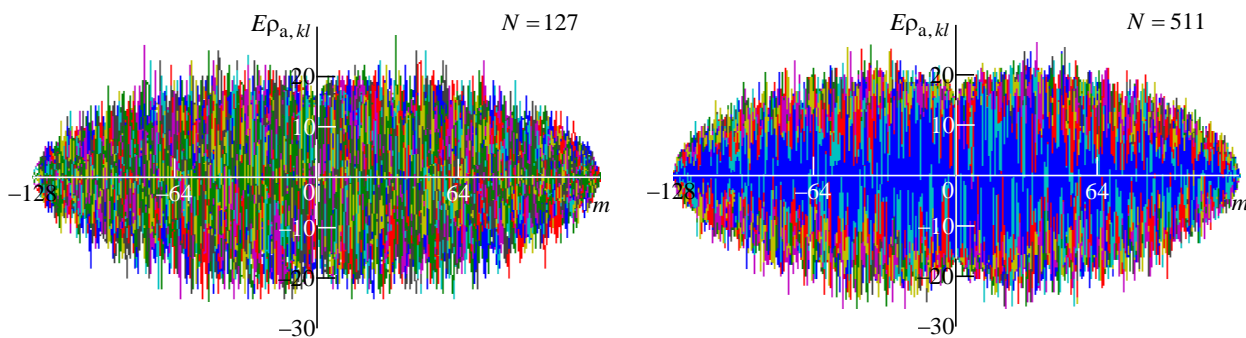


Рис. 4. Аперiodические взаимно корреляционные функции отобранных кодов Голда  
 Fig. 4. Aperiodic cross-correlation functions of selected Gold codes

$$SL_{\min} = \min SL_{\max}$$

ААКФ среди всех бинарных КП и соответствующие им диапазоны  $N$  (табл. 4 [11]).

Из рис. 5 следует, что при небольших длинах кодов ( $N = 31, 63, 127$ ) полученные в настоящей статье минимаксные значения лепестков ААКФ полных ансамблей Голда существенно превосходят значения, приведенные в табл. 4. Однако уменьшение объема ансамблей до значений  $K_c$

по сравнению с  $K$  приводит к резкому уменьшению минимаксных лепестков.

Сравнить полученные минимаксные значения боковых лепестков полных ансамблей с абсолютно минимальными нормированными значениями  $SL_{\min}/N$  для  $N = 511$  и 1023 не удалось, поскольку необходимых данных в литературе нет. Однако можно заметить, что для этих длин значения минимаксных лепестков существенно уменьшаются при ограничении длины ансамбля по

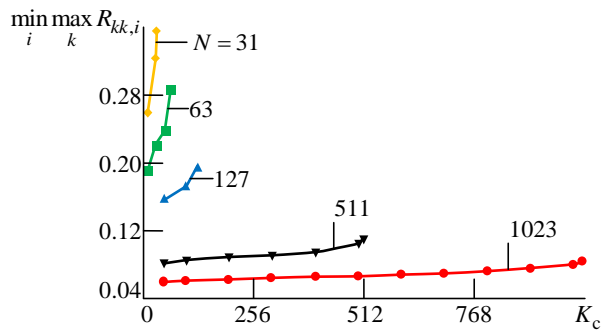


Рис. 5. Зависимость максимального уровня бокового лепестка аperiodической автокорреляционной функции от объема ансамбля

Fig. 5. The maximum level of the side lobe of the aperiodic autocorrelation function versus the volume of the ensemble

сравнению с  $N = 31, 63, 127$ . Кроме того, для незначительных длин уменьшение объема ансамбля по сравнению с полным не приводит к существенному уменьшению минимаксных лепестков. В то же время если при решении задачи ограничиться поиском, например, ансамбля  $K_c = 100$ , то для  $N = 511, 1023$  получаются значения минимаксных лепестков, близкие к указанным в табл. 4 для  $N = 100$ .

2. В [8] рассмотрены периодические ансамбли КП, минимаксные по критерию:

Таблица 4. Минимальные уровни боковых лепестков автокорреляционных функций псевдослучайных последовательностей

Table 4. Minimum sidelobe levels of pseudo random sequence auto-correlation functions

Длина последовательности ( $N$ )	Минимум бокового лепестка ( $SL_{\min}$ )	Нормированный минимум бокового лепестка ( $SL_{\min} / N$ )
5	1	0.2
6...21 (кроме кодов Баркера)	2	0.333...0.095
22...48	3	0.136...0.063
49...82	4	0.081...0.048
83...105	5	0.060...0.048

Таблица 5. Сравнение уровней боковых лепестков автокорреляционной функции

Table 5. Comparison of auto-correlation function side lobe levels

Степень порождающего полинома ( $n$ )	Длина последовательности ( $N$ )	Нижняя граница уровня бокового лепестка ( $\rho_{p,gr}$ )	Максимальный уровень боковых лепестков ПАКФ ( $\rho_{p,max}$ )	Максимальный уровень боковых лепестков ААКФ, ( $\rho_{a,max}$ )
5	31	0.29	0.29	0.387
6	63	0.206	0.27	0.302
7	127	0.186	0.186	0.22
9	511	0.065	0.065	0.114
10	1023	0.046	0.064	0.087

$$P_{opt} = \min_i \max_k \left[ |c_{k,l}(m)|_{k \neq l} \cup |c_{k,k}(m)|_{m \neq 0} \right], \quad (1)$$

где  $c_{k,l}(m)$  – ПВКФ последовательностей  $k$  и  $l$ ;  $c_{k,k}(m)$  – ПАКФ  $k$ -й последовательности.

Нижние границы  $\rho_{p,gr}$  для периодических бинарных КП Голда, удовлетворяющих (1), при объемах  $K > N$  и нечетных  $n$  совпадают со значениями  $\rho_{p,max}$ , полученными из табл. 1, т. е. эти ансамбли строго оптимальны по минимаксному критерию (1).

В табл. 5 приведены значения  $\rho_{p,gr}$  и  $\rho_{p,max}$  для минимаксных ансамблей периодических КП Голда и значения

$$\rho_{a,max} = \max \left[ \min_i \max_k R_{kk,i}, \min_i \max_{k,l} Q_{kl,i} \right],$$

полученные при подготовке материалов статьи. Из табл. 5 следует, что минимаксные значения для аperiodических КП Голда в 1.5–2 раза превышают соответствующие значения для периодических КП Голда.

3. В ряде работ (например, [4]) обсуждается характер изменения максимальных уровней боковых лепестков различных ансамблей КП по срав-

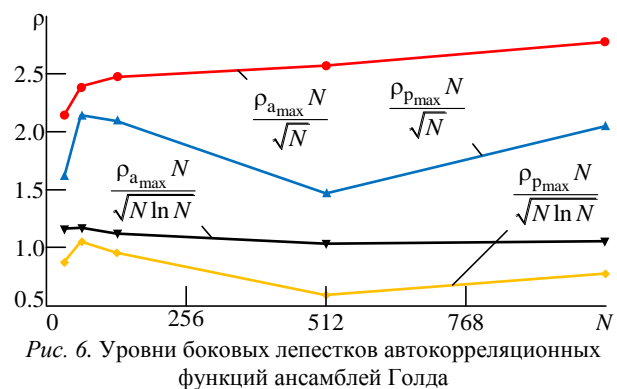


Рис. 6. Уровни боковых лепестков автокорреляционных функций ансамблей Голда

Fig. 6. Auto-correlation function side lobes of Gold ensembles

нению с функциями  $\sqrt{N}$  и  $\sqrt{N \ln N}$ . На рис. 6 приведены зависимости от  $N$  величин минимаксных уровней лепестков периодических и аperiodических ансамблей Голда, нормированных на указанные величины. Характер этих зависимостей показывает, что, по-видимому,  $\rho_{p_{\max}} N$  и  $\rho_{a_{\max}} N$  растут приблизительно пропорционально  $\sqrt{N}$ , что соответствует результатам [11] для максимальных уровней боковых лепестков периодических

ансамблей КП Голда. Для подтверждения этого при  $N > 1023$  требуются дальнейшие расчеты.

4. Для неполных минимаксных ансамблей КП Голда увеличением на единицу степени полинома  $n$  при одинаковых объемах ансамблей  $K_C$  можно получить  $\rho_{a_{\max}} < \rho_{p_{\max}}$ . Например, для периодического ансамбля с  $K_C = 65$  при  $N = 63$  имеем значение  $\rho_{p_{\max}} = 0.27$ , а при  $N = 127$   $\rho_{a_{\max}} = 0.17$ .

#### Авторский вклад

**Пономаренко Б. В.** – постановка задачи, выбор и обоснование подходов к ее решению.

**Вострецов А. Г.** – сравнительный анализ полученных результатов с зарубежными источниками.

**Зубарев В. Ю., Шанин Е. Г.** – разработка и моделирование алгоритмов.

#### Author's contribution

**Boris V. Ponomarenko** – problem statement, selection and rationale of approaches to the problem solving.

**Aleksey G. Vostretsov** – analysis of the results obtained by comparing with foreign information sources.

**Vladimir Yu. Zubarev, Evgeniy G. Shanin** – development and modeling of algorithms.

#### Список литературы

1. Spreading Sequences in Active Sensing: a Review / E. García, J. A. Paredes, F. J. Álvarez, M. C. Pérez, J. J. García // Signal Processing. 2015. Vol. 106. P. 88–105. doi: 10.1016/j.sigpro.2014.07.002
2. Efficient Architectures for the Generation and Correlation of Binary CSS Derived from Different Kernel Lengths / E. García, J. Ureña, J. J. García, M. C. Pérez // IEEE Trans. on Signal Processing. 2013. Vol. SP-61, № 19. P. 4717–4728. doi: 10.1109/TSP.2013.2273883
3. Tang X., Mow W. H. Design of Spreading Codes for Quasi-synchronous CDMA with Intercell Interference // IEEE J. on Selected Areas in Communications. 2006. Vol. 24, № 1. P. 84–93. doi: 10.1109/JSAC.2005.858877
4. Appuswamy A., Chaturvedi A. K. A new Framework for Constructing Mutually Orthogonal Complementary Sets and ZCZ Sequences // IEEE Trans. on Information Theory. 2006. Vol. IT-52, № 8. P. 3817–3826. doi: 10.1109/TIT.2006.878171
5. New Pseudo-orthogonal Family of Polyphase Codes to Improve Doppler Resilience / J. A. Paredes, T. Aguilera, F. J. Álvarez, J. A. Fernández, J. Morera // Intern. Conf. on Indoor Positioning and Indoor Navigation. Montbeliard-Belfort, France, 28–31 Oct. 2013. doi: 10.1109/IPIN.2013.6817851
6. Stringer G., Lamont G., Akers J. Radar Phase-coded Waveform Design Using MOEAs // 2012 IEEE Congress on Evolutionary Computation. Brisbane, Australia, 10–15 June 2012. doi: 10.1109/CEC.2012.6256554
7. Comparison of Memetic Algorithms for the Spread Spectrum Radar Polyphase Codes Design Problem / Á. M. Pérez-Bellido, S. Salcedo-Sanz, E. G. Ortiz-García, J. A. Portilla-Figueras, F. López-Ferreras // Engineering Applications of Artificial Intelligence. 2008. Vol. 21, iss. 28. P. 1233–1238. doi: 10.1016/j.engappai.2008.03.011
8. Ипатов В. П. Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами. М.: Радио и связь, 1992. 152 с.
9. Гантмахер В. Е., Быстров Н. Е., Чеботарев Д. В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. СПб.: Наука и техника, 2005. 400 с.
10. Потехин Е. Н., Шувалов А. С., Леухин А. Н. Методы и результаты синтеза аperiodических бинарных последовательностей и многофазных последовательностей Баркера // Цифровая обработка сигналов. 2013. № 4. С. 45–54.
11. Bose A., Soltanian M. Constructing Binary Sequences with Good Correlation Properties: an Efficient Analytical-Computational Interplay // IEEE Trans. on Signal Processing. 2018. Vol. SP-66, № 11. P. 2998–3007. doi: 10.1109/TSP.2018.2814990
12. Ipatov V. P. Spread Spectrum and CDMA: Principles and Applications. Lesly, USA: Wiley, 2005. 400 p.
13. Beard C., Stallings W. Wireless Communication Networks and Systems. London: Pearson, 2016. 642 p.
14. Gold R. Optimal Binary Sequences for Spread Spectrum Multiplexing // IEEE Trans. on Information Theory. 1967. Vol. IT-13, № 4. P. 619–621. doi: 10.1109/TIT.1967.1054048
15. Middlestead R. W. Digital Communications with Emphasis on Data Modems. Theory, Analysis, Design, Simulation, Testing and Applications. Lesly, USA: Wiley, 2017. 792 p.
16. Berlekamp E. R. Algebraic Coding Theory. Revised Edition. Singapore: World Scientific, 2015. 502 p.
17. Гуткин Л. С. Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества. М.: Сов. радио, 1975. 368 с.

## Информация об авторах

**Зубарев Владимир Юрьевич** – инженер по специальности "Вычислительные комплексы, системы и сети" (2001, Санкт-Петербургский государственный институт точной механики и оптики), инженер 1-й категории АО "Навигатор". Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – радионавигационные системы, цифровая обработка сигналов.

Адрес: АО "Навигатор", Шкиперский проток, д. 14, лит. 3, корп. 19, Санкт-Петербург, 199106, Россия  
E-mail: vzubarev@navigat.ru

**Пономаренко Борис Викторович** – доктор технических наук (2002), главный научный сотрудник АО "Навигатор". Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – радионавигационные системы, теория и техника обработки сигналов.

Адрес: АО "Навигатор", Шкиперский проток, д. 14, лит. 3, корп. 19, Санкт-Петербург, 199106, Россия  
E-mail: irk@navigat.ru

**Шанин Евгений Геннадьевич** – магистр техники и технологии по направлению "Инфокоммуникационные технологии и системы связи" (2014), инженер АО "Навигатор". Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – радиотехника, цифровая обработка сигналов.

Адрес: АО "Навигатор", Шкиперский проток, д. 14, лит. 3, корп. 19, Санкт-Петербург, 199106, Россия  
E-mail: eshanin@navigat.ru

**Вострецов Алексей Геннадьевич** – доктор технических наук (1998), профессор (1999), заслуженный деятель науки Российской Федерации (2010), проректор по научной работе Новосибирского государственного технического университета. Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – помехоустойчивые методы обработки сигналов в задачах радиолокации, радионавигации, связи и автоматизации научного эксперимента.

Адрес: Новосибирский государственный технический университет, пр. К. Маркса, д. 20, Новосибирск, 630073, Россия

E-mail: ag\_vost@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-4753-4304>

---

## References

1. García E., Paredes J. A., Álvarez F. J., Pérez M. C., García J. J. Spreading Sequences in Active Sensing: a Review. *Signal Processing*. 2015, vol. 106, pp. 88–105. doi: 10.1016/j.sigpro.2014.07.002
2. García E., Ureña J., García J. J., Pérez M. C. Efficient Architectures for the Generation and Correlation of Binary CSS Derived from Different Kernel Lengths. *IEEE Trans. on Signal Processing*. 2013, vol. SP-61, no. 19, pp. 4717–4728. doi: 10.1109/TSP.2013.2273883
3. Tang X., Mow W. H. Design of Spreading Codes for Quasi-synchronous CDMA with Intercell Interference. *IEEE J. on Selected Areas in Communications*. 2006, vol. 24, no. 1, pp. 84–93. doi: 10.1109/JSAC.2005.858877
4. Appuswamy A., Chaturvedi A. K. A New Framework for Constructing Mutually Orthogonal Complementary Sets and ZC Sequences. *IEEE Trans. on Information Theory*. 2006, vol. IT-52, no. 8, pp. 3817–3826. doi: 10.1109/TIT.2006.878171
5. Paredes J. A., Aguilera T., Álvarez F. J., Fernández J. A., Morera J. New Pseudo-orthogonal Family of Polyphase Codes to Improve Doppler Resilience. *Intern. Conf. on Indoor Positioning and Indoor Navigation*. 28–31 Oct. 2013, Montbeliard-Belfort, France. doi: 10.1109/IPIN.2013.6817851
6. Stringer G., Lamont G., Akers J. Radar Phase-coded Waveform Design Using MOEAs. 2012 IEEE Congress on Evolutionary Computation. 10–15 June 2012, Brisbane, Australia 1–8. doi: 10.1109/CEC.2012.6256554
7. Pérez-Bellido Á. M., Salcedo-Sanz S., Ortiz-García E. G., Portilla-Figueras J. A., López-Ferreras F. Comparison of Memetic Algorithms for the Spread Spectrum Radar Polyphase Codes Design Problem. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*. 2008, vol. 21, iss. 28, pp. 1233–1238. doi: 10.1016/j.engappai.2008.03.011
8. Ipatov V. P. *Periodicheskie diskretnye signaly s optimal'nymi korrelyatsionnymi svoystvami* [Periodic Discrete Signals with Optimal Correlation Properties]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1992, 152 p. (In Russ.)
9. Gantmakher V. E., Bystrov N. E., Chebotaryov D. V. *Shumopodobnye signaly. Analiz, sintez, obrabotka* [Noise-Like Signals. Analysis, Synthesis, Processing]. SPb., *Nauka i tekhnika*, 2005, 400 p. (In Russ.)
10. Potekhin E., Shuvalov A., Leukhin N. Methods and Results Synthesis of Aperiodic Binary Sequences and Polyphase Barker Sequences. *Digital Signal Processing*. 2013, no. 4, pp. 45–54. (In Russ.)
11. Bose A., Soltanian M. Constructing Binary Sequences with Good Correlation Properties: an Efficient Analytical-Computational Interplay. *IEEE Trans. on Signal Processing*. 2018, vol. SP-66, no. 11, pp. 2998–3007. doi: 10.1109/TSP.2018.2814990
12. Ipatov V. P. *Spread Spectrum and CDMA: Principles and Applications*. Lesly, USA, Wiley, 2005, 400 p.
13. Beard C., Stallings W. *Wireless Communication Networks and Systems*. London, Pearson, 2016, 642 p.
14. Gold R. Optimal Binary Sequences for Spread Spectrum Multiplexing. *IEEE Trans. on Information Theory*. 1967, vol. IT-13, no. 4, pp. 619–621. doi: 10.1109/TIT.1967.1054048
15. Middlestead R. W. *Digital Communications with Emphasis on Data Modems. Theory, Analysis, Design, Simulation, Testing and Applications*. Lesly, USA, Wiley, 2017, 792 p.



16. Berlekamp E. R. Algebraic Coding Theory. Revised Edition. Singapore, World Scientific, 2015, 502 p.
17. Gutkin L. S. *Optimizatsiya radioelektronnykh ustroystv po sovokupnosti pokazatelei kachestva* [Radio-Electronic Devices Optimization according To a Set of Quality Parameters]. Moscow, *Sovetskoe radio*, 1975, 368 p. (In Russ.)

#### Information about the authors

**Vladimir Yu. Zubarev**, Engineer in the specialty "Computing Complexes, Systems and Networks" (2001, ITMO University), Engineer of 1 category in Navigator Company. The author of 3 scientific publications. Area expertise: radio navigation systems; digital signal processing.

Address: Navigator Company, 14Z/19 Shkiperski Protok, St Petersburg 199106, Russia

E-mail: vzubarev@navigat.ru

**Boris V. Ponomarenko**, Dr. Sci. (Eng.) (2002), Chief Researcher in Navigator Company. The author of more than 100 scientific publications. Area expertise: radio navigation systems; theory and technique of signal processing.

Address: Navigator Company, 14Z/19 Shkiperski Protok, St Petersburg 199106, Russia

E-mail: irk@navigat.ru

**Evgeniy G. Shanin**, Master of Engineering (2014), Engineer in Navigator Company. The author of 2 scientific publications. Area expertise: radio engineering; digital signal processing.

Address: Navigator Company, 14Z/19 Shkiperski Protok, St Petersburg 199106, Russia

E-mail: eshanin@navigat.ru

**Aleksey G. Vostretsov**, Dr. Sci. (Eng.) (1998), Professor (1999), Honored Scientist of the Russian Federation (2010), Vice-rector for scientific work of Novosibirsk State Technical University. The author of more than 150 scientific publications. Area expertise: noise-resistant methods of signal processing in problems of radar, radio navigation, communication and automation of a scientific experiment.

Address: Novosibirsk State Technical University, 20 K. Marx Ave., Novosibirsk 630073, Russia

E-mail: ag\_vost@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-4753-4304>

---

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

УДК 621.396.677.75

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-2-38-45>

## Сверхширокополосная диэлектрическая стержневая антенна

И. Д. Павлов<sup>1✉</sup>, Я. В. Караев<sup>1</sup>, М. А. Кот<sup>2</sup>

<sup>1</sup>АО "Центральное конструкторское бюро автоматики", Омск, Россия

<sup>2</sup>Омский государственный технический университет, Омск, Россия

✉ s-glok9@mail.ru

### Аннотация

**Введение.** Пространство, выделяемое для размещения антенны, в различных устройствах может характеризоваться неудобной для этого формой. В частности, на борту летательного аппарата длина и высота зоны размещения антенны соотносятся приблизительно как 5:1. Задача размещения антенны в этом пространстве предполагает разработку диэлектрической стержневой антенны со сходным соотношением габаритных размеров и возможностью удобного крепления на плоской проводящей поверхности. Широкополосность антенны характеризуется отношением верхней ( $f_{\text{в}}$ ) и нижней ( $f_{\text{н}}$ ) граничных частот рабочего диапазона. В авиационной технике целесообразно применение сверхширокополосных антенн, имеющих отношение  $f_{\text{в}} / f_{\text{н}} = 9 : 1$ . При этом коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) не должен превышать 3, коэффициент усиления (КУ) должен быть не менее 1 дБи, диаграмма направленности должна быть осесимметричной с уровнем боковых лепестков, не превышающим 25 %.

Широкополосность антенны характеризуется отношением верхней ( $f_{\text{в}}$ ) и нижней ( $f_{\text{н}}$ ) граничных частот рабочего диапазона. В авиационной технике целесообразно применение сверхширокополосных антенн, имеющих отношение  $f_{\text{в}} / f_{\text{н}} = 9 : 1$ . При этом коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) не должен превышать 3, коэффициент усиления (КУ) должен быть не менее 1 дБи, диаграмма направленности должна быть осесимметричной с уровнем боковых лепестков, не превышающим 25 %.

**Цель работы.** Разработка и исследование характеристик сверхширокополосной диэлектрической стержневой антенны.

**Материалы и методы.** Конструирование и определение параметров антенн выполнены электродинамическим моделированием в среде Ansoft HFSS. Предложены два различающихся конструктивно варианта сверхширокополосной диэлектрической стержневой антенны.

**Результаты.** В результате проведенного моделирования получены антенны со следующими параметрами в требуемом диапазоне частот:

– для первого варианта: КСВН не превышает 3.25, КУ изменяется от 6 до 12 дБи, диаграмма направленности осесимметричная с уровнем боковых лепестков, не превышающим 30 %;

– для второго варианта: КСВН не превышает 2.75, КУ изменяется от 5 до 11 дБи, диаграмма направленности осесимметричная с уровнем боковых лепестков, не превышающим 20 %.

Конструктивные особенности второго варианта позволяют удобно закрепить его на плоской проводящей поверхности.

**Заключение.** Сравнение полученных результатов с требованиями, предъявляемыми к рассматриваемой антенне, показывает, что второй вариант, в отличие от первого, обладает допустимым уровнем согласования ( $\text{КСВН} \leq 2.75$ ) и бокового излучения диаграммы направленности (20 %) и может быть рекомендован для предполагаемого применения.

**Ключевые слова:** широкополосная антенна, диэлектрическая стержневая антенна, широкополосное согласование

**Для цитирования:** Павлов И. Д., Караев Я. В., Кот М. А. Сверхширокополосная диэлектрическая стержневая антенна // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 2. С. 38–45. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-2-38-45

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 28.10.2019; принята к публикации после рецензирования 04.01.2020; опубликована онлайн 29.04.2020

---

© Павлов И. Д., Караев Я. В., Кот М. А., 2020



## Ultra Wide Band Dielectric Rod Antenna

Ivan D. Pavlov<sup>1</sup>✉, Yaroslav V. Karaev<sup>1</sup>, Mark A. Kot<sup>2</sup>

<sup>1</sup>JSC "Central design bureau of automatics", Omsk, Russia

<sup>2</sup>Omsk State Technical University, Omsk, Russia

✉ s-glok9@mail.ru

### Abstract

**Introduction.** Often, the space allocated for placement of an antenna has an inconvenient shape for this. The inconvenience is that its overall dimensions, namely the length and height, relate to each other approximately as 5:1. The task of placing the antenna in the space, in the absence of ready-made solutions, involves the development of an antenna with a similar ratio (5:1) of overall dimensions and with the possibility of convenient mounting on a flat conductive surface.

Also, in the 9:1 frequency band, the antenna should have the following radio technical characteristics: voltage standing wave coefficient (VSWR) of not more than 3, gain of at least 1 dBi, radiation patterns should be axisymmetric with side lobe level not exceeding 25 %.

**Aim.** Development and study of the characteristics of an ultra-wideband dielectric rod antenna.

**Materials and methods.** Two structurally different versions of an ultra-wideband dielectric rod antenna were proposed. The main radio technical characteristics of both options were obtained through electrodynamic modeling in Ansoft HFSS.

**Results.** As a result of the simulation, the following radio characteristics were obtained:

- for the first option, the VSWR does not exceed 3.25 in the required frequency range, the gain varies from 6 to 12 dBi, the axisymmetric radiation patterns with the level of the side lobes not exceeding 30 %;
- for the second option, the VSWR does not exceed 2.75 in the required frequency range, the gain varies from 5 to 11 dBi, the axisymmetric radiation patterns with the level of the side lobes not exceeding 20 %.

In addition, the structural differences of the second option make it convenient to fix it on a flat conductive surface.

**Conclusion.** Comparison of the obtained results with the requirements for the antenna under consideration shows that, unlike the first, the second option has an acceptable level of matching (VSWR 2.75) and of side radiation of radiation patterns (20 %). Based on this, it can be concluded that only the second option is suitable for the intended application.

**Keywords:** wideband antenna, dielectric rod antenna, wideband matching

**For citation:** Pavlov I. D., Karaev Ya. V., Kot M. A. Ultra Wide Band Dielectric Rod Antenna. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 2, pp. 38–45. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-2-38-45

**Conflict of interest.** Authors declare no conflict of interest.

Submitted 28.10.2019; accepted 04.01.2020; published online 29.04.2020

**Введение.** Разработка различных авиационных систем предполагает размещение антенн, работающих в сверхширокой полосе частот, в малом полезном объеме сложной формы.

Сложность формы полезного пространства заключается в том, что его длина и высота относятся друг к другу приблизительно как 5:1. Размещение антенных элементов в данном объеме требует от них сходного соотношения габаритных размеров. Кроме того, конструкция антенн долж-

на позволять удобно закрепить их на плоской проводящей поверхности.

Рабочая полоса таких антенн должна характеризоваться отношением верхней ( $f_B$ ) и нижней ( $f_H$ ) частот примерно  $f_B/f_H = 9:1$ . В этой полосе они должны обеспечивать следующие параметры:

- коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) не более 3;
- коэффициент усиления (КУ) не менее 1 дБи;

– диаграмма направленности (ДН) должна быть осесимметричной с уровнем боковых лепестков, не превышающим 25 %.

Подключаться к фидерной линии антенна должна через коаксиальный разъем.

В целом указанным требованиям удовлетворяет класс сверхширокополосных антенн. Среди них наиболее подходящими можно считать логопериодические с конфигурацией, описанной в [1], и рупорные, например [2]. Однако проектирование антенн указанных типов характеризуется рядом сложностей. В частности, проектирование и последующая настройка логопериодической структуры [1] представляются достаточно трудоемкими из-за необходимости определения параметров замедляющей структуры, имеющей достаточно сложную форму. Использование рупорных антенн также затруднительно по причине их высокой металлоемкости и, как следствие, значительной массы.

Еще один тип антенн, удовлетворяющих предъявленным требованиям, – диэлектрические стержневые антенны [3–9]. К преимуществам данного типа антенн можно отнести относительную простоту диэлектрической замедляющей структуры (ДЗС), а также меньшую по сравнению с рупорными антеннами массу.

В настоящей статье представлены разработка и исследование характеристик двух вариантов диэлектрических стержневых антенн. Характеристики получены электродинамическим моделированием методом конечных элементов в среде Ansoft HFSS. Характеристики второго варианта антенны представляют особый интерес, поскольку предложенная для этого варианта конструкция не описана в проработанных источниках.

**Методы.** Моделирование в среде Ansoft HFSS осуществлялось методом конечных элементов. Расчет выполнялся с шагом по оси частот  $f_H/4$ . Пространство решения разбивалось на элементы с размером ребра  $\lambda_B/3$ , где  $\lambda_B$  – длина волны на верхней частоте рабочего диапазона.

Перед проведением моделирования разработаны конструкции антенн, на основании которых сформированы модели. Разработка включала три этапа.

**Конструкция первого варианта антенны.** На первом этапе была принята форма ДЗС, описанная в [3], [4] (рис. 1). Исходные соотношения для расчета параметров диэлектрического конуса  $I$  приведены в [4].

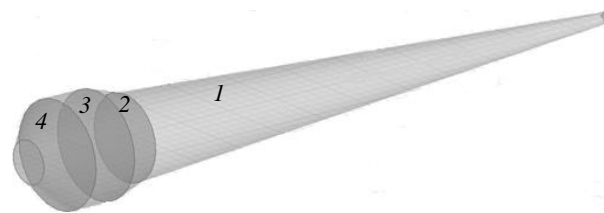


Рис. 1. Диэлектрическая замедляющая структура первого варианта антенны: 1 – продолговатый конус; 2 – переходная часть; 3 – диэлектрический стержень; 4 – диаграммообразующий конус

Fig. 1. Dielectric slowdown structure of the first embodiment of the antenna: 1 – oblong cone; 2 – transition part; 3 – dielectric rod; 4 – diagram-forming cone

Площадь его поперечного сечения выбирается из промежутка значений, верхняя и нижняя границы которого получаются из соотношений

$$S_{\max} = \frac{\lambda_H^2}{4(\varepsilon_r - 1)}; \quad S_{\min} = \frac{\lambda_H^2}{10(\varepsilon_r - 1)},$$

где  $\lambda_H$  – длина волны на нижней частоте диапазона;  $\varepsilon_r$  – диэлектрическая проницаемость материала.

Размеры других элементов ДЗС (рис. 1, 2–4) были получены путем масштабирования размеров, приведенных в [3], под требуемый частотный диапазон.

В [4] указано, что с ростом диэлектрической проницаемости материала, из которого изготавливаются диэлектрические элементы, рабочий частотный диапазон антенны сужается. В качестве материала для рассматриваемой антенны был выбран полиметилметакрилат (органическое стекло) с диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon_r = 3.4$ .

После определения формы ДЗС необходимо выбрать способ возбуждения электромагнитных колебаний в ней. Способы, описанные в [4], [5], не подходят для рассматриваемой антенны, так как цилиндрический волновод и переход от коаксиальной линии к цилиндрическому волноводу не обеспечивают требуемого уровня согласования в широкой (9:1) полосе частот.

Анализ источников [3], [6–8], [11], [12] позволяет сделать вывод о том, что требуемой широкополосности (9:1) позволяет достичь описанный в них способ возбуждения. В указанных работах рассмотрены различные варианты направляющей структуры, состоящей из двух расширяющихся металлических пластин, размещенных на диэлектрическом основании конической или пирамидальной формы. Возбуждаются эти пластины двухпроводной линией, так как распределение токов подобной структуры в точках возбуждения близко к распределению токов в ней. Подробно

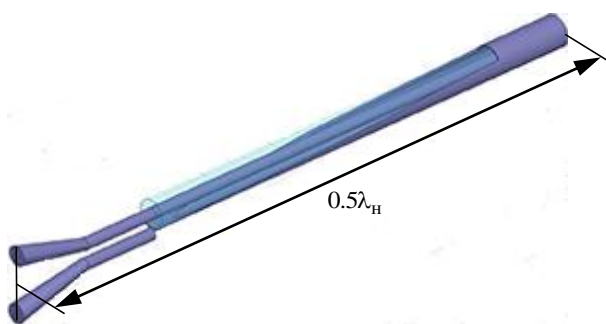


Рис. 2. Сверхширокополосный коаксиальный кососрезанный трансформатор

Fig. 2. Ultra-wideband coaxial oblique transformer

на антенна, общий вид которой представлен на рис. 3. Металлические пластины 2 возбуждают в ДЗС 1 электромагнитные колебания. Коаксиальный кососрезанный трансформатор 3 обеспечивает широкополосное согласование волновых сопротивлений двухпроводной линии 2 и коаксиального входа антенны.

**Параметры первого варианта антенны.** Частотные зависимости КСВН антенн представлены на рис. 4. Рис. 5 показывает частотные зависимости КУ ( $Q$ ) антенн. Рис. 6 представляет ДН

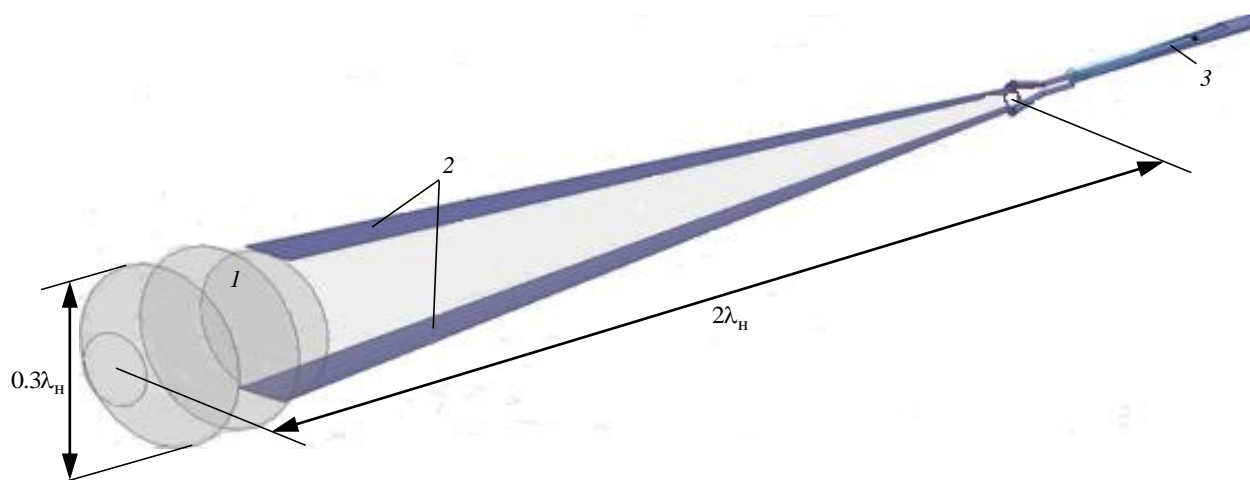


Рис. 3. Общий вид первого варианта антенны: 1 – диэлектрическая четырехсекционная структура; 2 – металлические пластины; 3 – коаксиальный кососрезанный трансформатор

Fig. 3. General view of the first version of the antenna: 1 – dielectric four section structure; 2 – metal plates; 3 – coaxial oblique transformer

распределение токов в расширяющихся проводящих пластинах и расчет волнового сопротивления рассмотрены в [8].

В качестве устройства, обеспечивающего широкополосное согласование волновых сопротивлений двухпроводной линии и коаксиального входа антенны, принят сверхширокополосный коаксиальный согласующий и симметрирующий трансформатор (рис. 2) [10]. В результате получе-

антенн  $D(\theta) = P(\theta)/P_{\max}$  в азимутальной плоскости на нижней границе частотного диапазона (а), посередине (б) и на верхней границе (в). Здесь  $P(\theta)$  – мощность излучения антенны по азимуту  $\theta$ ;  $P_{\max} = P(0)$  – мощность излучения по продольной оси антенны. На рис. 4–6 зависимости для первого варианта антенны отмечены номером 1.

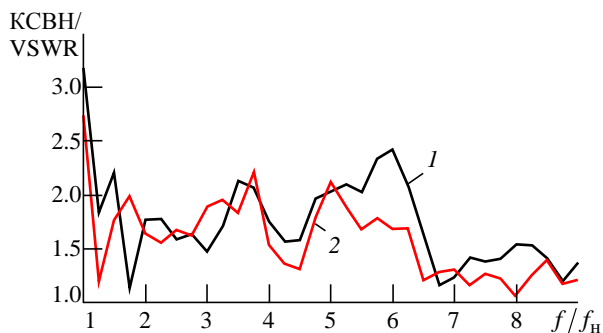


Рис. 4. Зависимость КСВН антенн от частоты: 1 – вариант 1; 2 – вариант 2

Fig. 4. Dependence of the VSWR on frequency: 1 – variant 1; 2 – variant 2

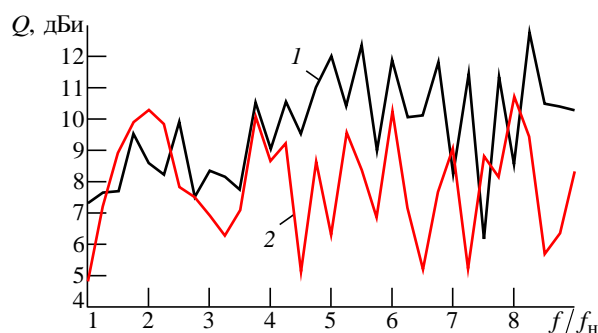


Рис. 5. Зависимость коэффициента усиления антенн от частоты: 1 – вариант 1; 2 – вариант 2

Fig. 5. Dependence of the antenna gain on frequency: 1 – variant 1; 2 – variant 2

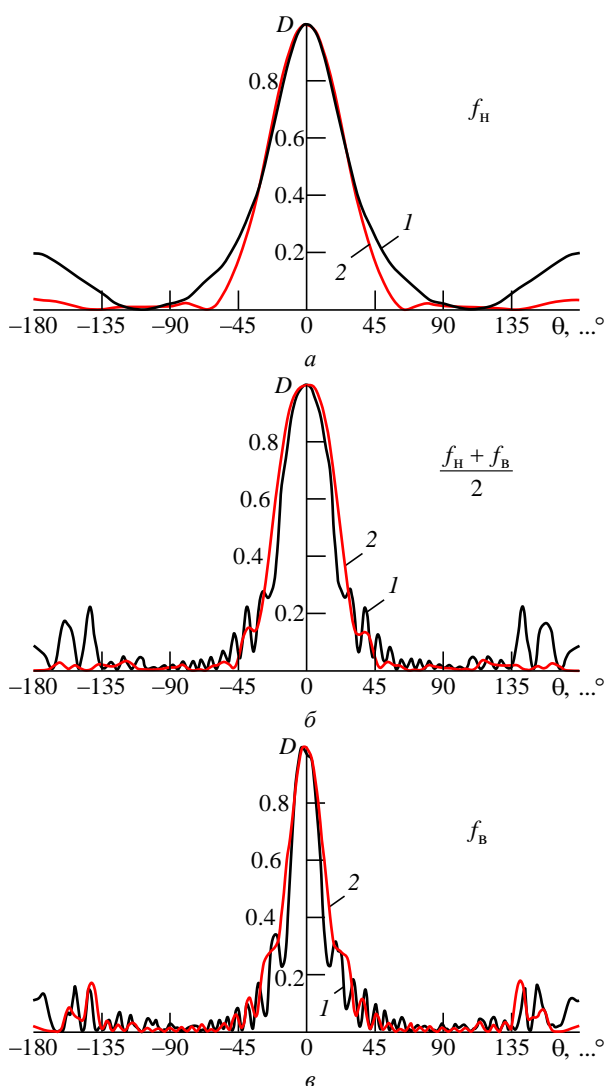


Рис. 6. Диаграммы направленности антенн в азимутальной плоскости на нижней границе частотного диапазона (а), посередине (б) и на верхней границе диапазона (в): 1 – вариант 1; 2 – вариант 2

Fig. 6. The directional patterns of the antennas in the azimuthal plane at the lower boundary of the frequency range (a), in the middle (б) and at the upper boundary of the range (в): 1 – variant 1; 2 – variant 2

Из представленных зависимостей следует, что в требуемом диапазоне частот максимальное значение КСВН первого варианта не превышает 3.25, его КУ изменяется от 6 до 12 дБи.

Все представленные ДН осесимметричны. Уровень боковых лепестков на нижней границе для варианта 1 не превышает 20 %. В середине частотного диапазона уровни боковых лепестков этого варианта не превосходят 25 %, на верхней границе диапазона – не превосходят 35 %.

Анализ приведенных зависимостей показывает, что поставленным требованиям первый вариант удовлетворяет лишь частично. Так, значения

КСВН (см. рис. 4, 1) несколько превышают требуемые. Значения КУ в рабочем диапазоне частот (см. рис. 5, 1) требованиям удовлетворяют. Уровни боковых лепестков ДН на нижней границе (рис. 6, а, 1) и в середине частотного диапазона (рис. 6, б, 1) соответствуют требованиям, однако на верхней границе диапазона (рис. 6, в, 1) несколько превышают заявленное значение.

**Конструкция второго варианта антенны.** В связи с тем что характеристики разработанного варианта антенны не полностью удовлетворяют поставленной задаче, был предложен второй вариант ДЗС (рис. 7) со следующими конструктивными отличиями:

- изменение формы ДЗС. Размер переходной части 2 между основанием конуса 1 и диэлектрическим стержнем 3 по продольной оси структуры увеличен по сравнению с первым вариантом. Это сделало переход между элементами 2 и 3 более плавным;

- поперечные сечения всех элементов ДЗС представляют собой полуокружности, что облегчает размещение структуры на плоской проводящей поверхности и снижает вертикальный габаритный размер.

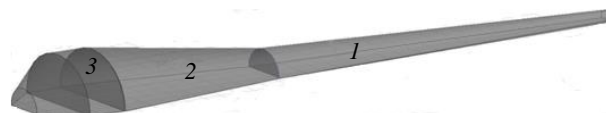


Рис. 7. Диэлектрическая замедляющая структура второго варианта антенны: 1 – продолговатый конус; 2 – переходная часть; 3 – диэлектрический стержень

Fig. 7. Dielectric slowdown structure of the second embodiment of the antenna: 1 – oblong cone; 2 – transition part; 3 – dielectric rod

С применением описанного варианта ДЗС разработан второй вариант антенны (рис. 8). В дополнение изменениям ДЗС в этом варианте антенны изменена форма проводящих пластин, возбуждающих в ней электромагнитные колебания. Одна из проводящих пластин заменена плоской стенкой отсека 4, в котором размещается антенна. Форма второй пластины 2 изменена с линейно расширяющейся на экспоненциальную, поскольку применение пластин, расширяющихся по экспоненциальному закону, позволяет увеличить полосу согласования [13], [14]. Пластина крепится к основанию с помощью диэлектрических стоек 5.

Согласующий и симметрирующий трансформатор оставлен без изменений. Излучающая структу-



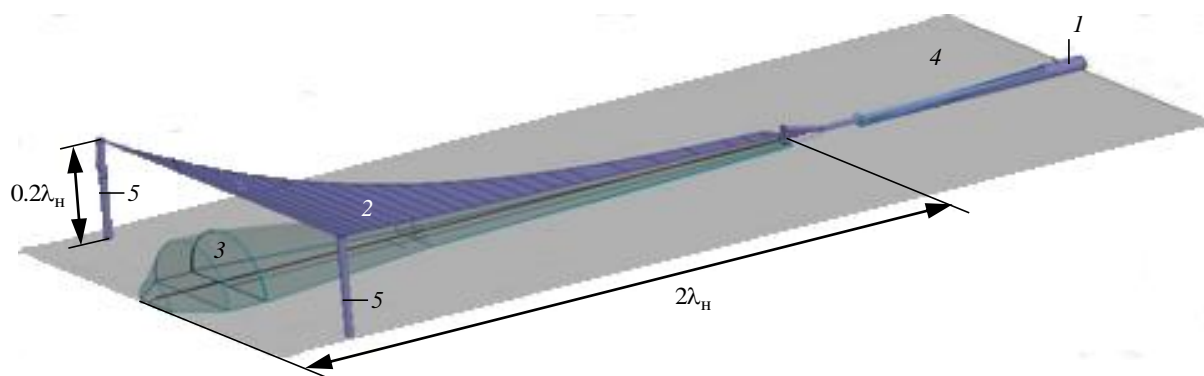


Рис. 8. Общий вид второго варианта антенны: 1 – коаксиальный кососрезанный трансформатор; 2 – металлическая пластина; 3 – диэлектрическая замедляющая структура; 4 – основание – проводящая пластина; 5 – диэлектрические стойки

Fig. 8. General view of the second version of the antenna: 1 – coaxial oblique transformer; 2 – metal plate; 3 – dielectric slowdown structure; 4 – base – conductive plate; 5 – dielectric racks

ра, как и в первом варианте, возбуждается с помощью коаксиального кососрезанного трансформатора 1.

**Параметры второго варианта антенны** представлены зависимостями 2 на рис. 4–6. Частотные зависимости КСВН показывают, что в требуемом диапазоне частот максимальное значение КСВН второго варианта не превышает 2.75 (рис. 4, 2). В требуемом диапазоне частот КУ второго варианта изменяется от 5 до 11 дБи (рис. 5, 2).

Второй вариант антенны также имеет осесимметричные ДН в азимутальной плоскости во всем диапазоне частот. При этом уровни боковых лепестков на нижней границе не превышают 5 % (рис. 6, а, 2), в середине частотного диапазона не превосходят 17 % (рис. 6, б, 2), а на верхней границе диапазона – 20 % (рис. 6, в, 2). Таким образом, второй вариант антенны обладает характеристиками, полностью удовлетворяющими поставленному заданию.

**Выводы.** В результате проведенного электродинамического моделирования получены основные радиотехнические характеристики двух вариантов диэлектрических стержневых антенн.

Достигнутые значения КСВН (см. рис. 4) показывают, что поставленным техническим требованиям по этому параметру удовлетворяет лишь второй вариант антенны.

По значениям КУ в рабочем диапазоне частот (см. рис. 5) заданным значениям удовлетворяют оба варианта. К улучшению согласования привели изменения, внесенные в конструкцию варианта 2, коснувшиеся соотношения размеров частей диэлектрической структуры, вида и размещения проводящих пластин. Необходимо также отметить, что изменение формы сечения диэлектрической замедляющей структуры и связанное с ним

уменьшение вертикального габаритного размера варианта 2 привели к снижению усиления относительно варианта 1. Наряду с этим конструкция варианта 2 существенно лучше приспособлена для размещения на носителе.

По уровню боковых лепестков ДН оба варианта соответствуют требованиям на нижней границе и в середине частотного диапазона, однако на его верхней границе уровень боковых лепестков варианта 1 оказывается выше заявленного значения, в то время как вариант 2 продолжает удовлетворять требованиям технического задания (рис. 6).

В целом сравнение основных радиотехнических характеристик разработанных вариантов диэлектрических стержневых антенн показывает, что совокупности предъявляемых требований соответствует только вариант 2.

**Заключение.** Для размещения в ограниченном полезном объеме сложной формы предложены два варианта сверхширокополосной диэлектрической стержневой антенны. Для обоих вариантов проведено электродинамическое моделирование в среде Ansoft HFSS.

Получены следующие результаты:

- Для варианта 1:
  - КСВН не более 3.25 в диапазоне 9:1;
  - КУ изменяется от 6 до 12 дБи в диапазоне 9:1;
  - диаграммы направленности, приведенные на рис. 6 (кривые 1), осесимметричны с уровнем боковых лепестков 20, 25 и 35 % на нижней границе, посередине и верхней границе частотного диапазона соответственно.
- Для варианта 2:
  - КСВН не более 2.75 в диапазоне 9:1;
  - КУ изменяется от 5 до 11 дБи в диапазоне 9:1;
  - диаграммы направленности, приведенные на рис. 6, осесимметричны с уровнем боковых

лепестков 5, 17 и 20 % на нижней границе, посередине и верхней границе частотного диапазона соответственно.

Сравнение полученных параметров со значениями, которые должна обеспечивать разрабатываемая антенна, позволяет сделать вывод о том, что первый вариант не соответствует предъявляемым требованиям в части максимального значения КСВН (3.25 при 3 допустимых) и максимально-

го уровня боковых лепестков диаграмм направленности (25 и 30 % при 25 % допустимых).

Второй вариант указанным требованиям соответствует, поэтому может быть рекомендован для предполагаемого применения.

Необходимо отметить, что конфигурация конструктивных элементов второго варианта антенны лучше согласуется с конструкцией летательного аппарата в зоне ее размещения. Эта конфигурация ранее в литературе не описана.

### Список литературы

1. Lippincott W. L. Design of a Broadband Zig-Zag Pyramidal Log-Periodic Antenna // 2009 IEEE Anten. and Prop. Society Intern. Symp. Charleston, SC, USA, 1–5 June, 2009. doi: 10.1109/APS.2009.5172290
2. Пат. 2427060, МПК H01Q13/02. Сверхширокополосная рупорная антенна / Г. В. Коробейников, Д. Д. Кохнюк, А. Р. Григорьев; опубл. 20.08.2011. Бюл. № 23.
3. Abumushar A. J., Sertel K. 5:1 Bandwidth Dielectric Rod Antenna using a Novel Feed Structure // IEEE Trans. on Anten. and Prop. 2017. Vol. 65, iss. 5. P. 2208–2214. doi: 10.1109/TAP.2017.2677379.
4. Kumar V. S., Kurup D. G. Design of Dielectric Rod Antenna for Ground Station Applications // 2017 IEEE Intern. Conf. on Antenna Innovations & Modern Technologies for Ground, Aircraft and Satellite Applications (iAIM). Bangalore, India, 24–26 Nov. 2017. doi: 10.1109/IAIM.2017.8402629
5. Qiu Jing-hui, Wang Nan-nan. Optimized Dielectric Rod Antenna for Millimeter Wave FPA Imaging System // 2009 IEEE Intern. Workshop on Imaging Systems and Techniques. Shenzhen, China, 11–12 May 2009. doi: 10.1109/IST.2009.5071621
6. The Dielectric Wedge Antenna / A. G. Yarovoy, A. D. Schukin, I. V. Kaploun, L. P. Ligthart // IEEE Trans. on Anten. and Prop. 2002. Vol. 50, iss. 10. P. 1460–1472. doi: 10.1109/TAP.2002.803968
7. Chung J. Y. Ultra wideband dielectric loaded horn antenna with dual linear polarization capability // Progress In Electromagnetics Research. 2010. Vol. 102. P. 397–411. doi: 10.2528/PIER10022703
8. Wittemen N. R. Ultra Wideband Dielectric Rod Antenna Advancements through Additive Manufacturing // 2018 IEEE Intern. Symp. on Anten. and Prop. & USNC/URSI National Radio Science Meeting. Boston, Massachusetts, 8–13 July, 2018. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8608445
9. Lee K.-H., Chen C.-C., Lee R. UWB Dual-Linear Polarization Dielectric Horn Antennas as Reflector Feeds // IEEE Trans. on Anten. and Prop. 2007. Vol. 55, iss. 3. P. 798–804. doi: 10.1109/TAP.2007.891804
10. Duncan J. W., Minerva V. P. 100:1 Bandwidth Balun transformer // Proc. of the IRE. 1960. Vol. 48, iss. 2. P. 156–164. doi: 10.1109/JRPROC.1960.287459
11. Numerical Modeling of Ultra Wideband Dielectric Horn Antennas Using FDTD / N. V. Venkatarayalu, C.-C. Chen, F. L. Teixeira, R. Lee // IEEE Trans. on Anten. and Prop. 2004. Vol. 52, iss. 5. P. 1318–1323. doi: 10.1109/TAP.2004.827510
12. Lai A. K. Y., Sinopoli A. L., Burnside W. D. A Novel Antenna for Ultra Wideband Applications // IEEE Trans. on Anten. and Prop. 1992. Vol. 40, iss. 7. P. 755–760. doi: 10.1109/8.155739
13. Turk A. S., Keskin A. K., Senturk M. D. Dielectric Loaded TEM Horn-Fed Ridged Horn Antenna Design for Ultra Wideband Ground-Penetrating Impulse Radar // Turkish J. of Electrical Engineering & Computer Sciences. 2015. Vol. 23. P. 1479–1488. doi: 10.3906/elk-1303-48
14. Chung K., Pyun S., Choi J. Design of an Ultra wideband TEM Horn Antenna With a Microstrip-Type Balun // IEEE Trans. on Anten. and Prop. 2005. Vol. 53, iss. 10. P. 3410–3413. doi: 10.1109/TAP.2005.856396

### Информация об авторах

**Павлов Иван Дмитриевич** – магистр по направлению "Радиотехника" (2017). Инженер-конструктор 3-й категории АО "Центральное конструкторское бюро автоматики" (Омск). Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – электродинамика и антенно-фидерные устройства.

Адрес: АО "Центральное конструкторское бюро автоматики", Космический пр., д. 24а, Омск, 644027, Россия

E-mail: s-glok9@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-0204-327X>

**Караев Ярослав Вячеславович** – бакалавр по направлению "Радиотехника" (2018). Инженер-конструктор АО "Центральное конструкторское бюро автоматики" (Омск). Сфера научных интересов – электродинамика и антенно-фидерные устройства.

Адрес: АО "Центральное конструкторское бюро автоматики", Космический пр., д. 24а, Омск, 644027, Россия

E-mail: yaroslav.karaev@bk.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6889-597X>



**Кот Марк Альбертович** – дипломированный инженер по специальности "Системы движения поездов" (2017, Омский государственный университет путей сообщения). Аспирант Омского государственного технического университета по специальности "Радиотехника". Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – электродинамика и антенно-фидерные устройства.

Адрес: Омский государственный технический университет, пр. Мира, д. 11, Омск, 644050, Россия

E-mail: kotmark93@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-6918-5117>

## References

1. Lippincott W. L. Design of a Broadband Zig-Zag Pyramidal Log-Periodic Antenna. 2009 IEEE Anten. and Prop. Society Intern. Symp. Charleston, SC, USA, 1–5 June, 2009. doi: 10.1109/APS.2009.5172290
2. Korobeinikov G. V., Kokhnyuk D. D., Grigor'ev A. R. Pat. RF 2427060. Ultra Wide Band Horn Antenna. Publ. 20.08.2011.
3. Abumushar A. J., Sertel K. 5:1 Bandwidth Dielectric Rod Antenna using a Novel Feed Structure. IEEE Trans. on Anten. and Prop. 2017, vol. 65, iss. 5, pp. 2208–2214. doi: 10.1109/TAP.2017.2677379
4. Kumar V. S., Kurup D. G. Design of Dielectric Rod Antenna for Ground Station Applications. 2017 IEEE Intern. Conf. on Antenna Innovations & Modern Technologies for Ground, Aircraft and Satellite Applications (iAIM). Bangalore, India, 24–26 Nov. 2017. doi: 10.1109/IAIM.2017.8402629
5. Qiu Jing-hui, Wang Nan-nan. Optimized Dielectric Rod Antenna for Millimeter Wave FPA Imaging System. 2009 IEEE Intern. Workshop on Imaging Systems and Techniques. Shenzhen, China, 11–12 May 2009. doi: 10.1109/IST.2009.5071621
6. Yarovoy A. G., Schukin A. D., Kaploun I. V., Lighthart L. P. The Dielectric Wedge Antenna. IEEE Trans. on Anten. and Prop. 2002, vol. 50, iss. 10, pp. 1460–1472. doi: 10.1109/TAP.2002.803968
7. Chung J. Y. Ultra Wideband Dielectric Loaded Horn Antenna with Dual Linear Polarization Capability. Progress In Electromagnetics Research. 2010, vol. 102, pp. 397–411. doi: 10.2528/PIER10022703
8. Wittemen N. R. Ultra Wideband Dielectric Rod Antenna Advancements through Additive Manufacturing. 2018 IEEE Intern. Symp. on Anten. and Prop. & USNC/URSI National Radio Science Meeting. Boston, Massachusetts, 8–13 July, 2018. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8608445
9. Lee K.-H., Chen C.-C., Lee R. UWB Dual-Linear Polarization Dielectric Horn Antennas as Reflector Feeds. IEEE Trans. on Anten. and Prop. 2007, vol. 55, iss. 3, pp. 798–804. doi: 10.1109/TAP.2007.891804
10. Duncan J. W., Minerva V. P. 100:1 Bandwidth Balun transformer. Proc. of the IRE. 1960, vol. 48, iss. 2, pp. 156–164. doi: 10.1109/JRPROC.1960.287459
11. Venkatarayalu N. V., Chen C.-C., Teixeira F. L., Lee R. Numerical Modeling of Ultra Wideband Dielectric Horn Antennas Using FDTD. IEEE Trans. on Anten. and Prop. 2004, vol. 52, iss. 5, pp. 1318–1323. doi: 10.1109/TAP.2004.827510
12. Lai A. K. Y., Sinopoli A. L., Burnside W. D. A Novel Antenna for Ultra Wideband Applications. IEEE Trans. on Anten. and Prop. 1992, vol. 40, iss. 7, pp. 755–760. doi: 10.1109/8.155739
13. Turk A. S., Keskin A. K., Senturk M. D. Dielectric Loaded TEM Horn-Fed Ridged Horn Antenna Design for Ultra Wideband Ground-Penetrating Impulse Radar. Turkish J. of Electrical Engineering & Computer Sciences. 2015, vol. 23, pp. 1479–1488. doi: 10.3906/elk-1303-48
14. Chung K., Pyun S., Choi J. Design of an Ultra wideband TEM Horn Antenna With a Microstrip-Type Balun. IEEE Trans. on Anten. and Prop. 2005, vol. 53, iss. 10, pp. 3410–3413. doi: 10.1109/TAP.2005.856396

## Information about the authors

**Ivan D. Pavlov**, Master in Radio Engineering (2017), Design Engineer in JSC "Central Design Bureau Of Automatics" (Omsk). The author of 2 scientific publications. Area expertise: electrodynamic and antenna feeder devices.

Address: JSC "Central Design Bureau Of Automatics", 24a Cosmic Ave., Omsk 644027, Russia

E-mail: s-glok9@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-0204-327X>

**Yaroslav V. Karaev**, Bachelor in Radio Engineering (2018). Design Engineer in JSC "Central Design Bureau Of Automatics" (Omsk). Area expertise: electrodynamic and antenna feeder devices.

Address: JSC "Central Design Bureau Of Automatics", 24a Cosmic Ave., Omsk 644027, Russia

E-mail: yaroslav.karaev@bk.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6889-597X>

**Mark A. Kot**, Certified Engineer in "Train Traffic Systems" (2017, Omsk State Transport University). Post-graduate student of Omsk State Technical University. The author of 1 scientific publications. Area expertise: electrodynamic and antenna feeder devices.

Address: Omsk State Technical University, 11 Mira Ave., Omsk 644050, Russia

E-mail: kotmark93@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-6918-5117>

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

УДК 621.396.42

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-2-46-54>

## Вариант реализации интерактивного приложения для синтеза систем связи с антенными решетками

С. В. Кузьмин<sup>✉</sup>, К. О. Коровин, Т. Р. Раимжанов

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

<sup>✉</sup>[sergey-v-kuzmin@yandex.ru](mailto:sergey-v-kuzmin@yandex.ru)

### Аннотация

**Введение.** Современные системы радиолокации и связи содержат фазированные антенные решетки. Одной из задач синтеза указанных систем является формирование требований к входящим в их состав узлам, модулям и блокам. Для решения поставленной задачи необходимо построить зону действия и проанализировать влияние характеристик входящих устройств. Повысить качество анализа и синтеза столь сложных систем может применение интерактивной визуализации данных, которая требует достаточно быстрого вычисления характеристик.

**Цель работы.** Разработка интерактивного приложения для увеличения возможностей синтеза систем связи, содержащих антенные решетки, и улучшения характеристик синтезированных систем.

**Материалы и методы.** Для ускорения вычисления диаграмм направленности применено их представление для антенной решетки в форме, позволяющей использовать алгоритм быстрого преобразования Фурье. Для нахождения требуемых амплитудно-фазовых распределений применяются разложение в ряд Котельникова и генетический алгоритм.

**Результаты.** В разработанном приложении выводятся на экран амплитудно-фазовое распределение, диаграмма направленности линейной эквидистантной решетки и зона действия. Возможно интерактивное изменение амплитудно-фазового распределения в излучателях и диаграммы направленности в заданных направлениях. При внесении изменений в диаграмму направленности меняется амплитудно-фазовое распределение и форма самой диаграммы направленности в направлениях, отличных от заданного. Зона действия перестраивается при изменении любой из характеристик. При необходимости ее отображение может быть отключено. В статье приведен пример использования приложения при синтезе системы связи с воздушным судном.

**Заключение.** Применение разработанного приложения позволяет расширить возможности и существенно сократить время анализа и синтеза систем связи и вторичной радиолокации с антенными решетками. Кроме того, приложение используется для подготовки специалистов для предприятий отрасли.

**Ключевые слова:** ФАР, антенная решетка, интерактивная визуализация, синтез систем связи, вторичная радиолокация, ряд Котельникова, генетический алгоритм

**Для цитирования:** Кузьмин С. В., Коровин К. О., Раимжанов Т. Р. Вариант реализации интерактивного приложения для синтеза систем связи с антенными решетками // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 2. С. 46–54. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-2-46-54

---

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 04.03.2020; принята к публикации после рецензирования 23.03.2020; опубликована онлайн 29.04.2020

---



## An Implementation of Interactive Application for the Synthesis of Communication Systems with Antenna Arrays

Sergey V. Kuzmin✉, Konstantin O. Korovin, Tokhir R. Raimzhanov

Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University  
of Telecommunications, St Petersburg, Russia

✉sergey-v-kuzmin@yandex.ru

### Abstract

**Introduction.** Modern radar and communications systems contain phased array antennas. One of the synthesis problems of such systems is the formulation of requirements for components, modules and units which are comprised in it. To solve this problem, one needs to build a coverage area and to analyze an impact of characteristics of its parts. The quality of analysis and synthesis of such complex systems can be enhanced by use of interactive data visualization, which requires a fairly quick calculation of characteristics.

**Aim.** Development of an interactive application for increasing the synthesis capabilities of communication systems containing antenna arrays and for improving the characteristics of systems of interest.

**Materials and methods.** To accelerate the calculation of radiation patterns, the antenna array pattern in a form suitable for the fast Fourier transform algorithm was used. To find the required amplitude-phase distributions, Kotelnikov series expansion and genetic algorithm were used.

**Results.** In the developed application, amplitude-phase distribution, directivity pattern of a linear equidistant array and coverage area were displayed. An interactive change of the amplitude-phase distribution at radiation elements and synthesized radiation patterns in given directions were possible. With introduction of changes to the radiation pattern, the amplitude-phase distribution and the array radiation pattern itself changed in directions other than the specified one. The coverage area was rebuilt when any of the characteristics changes. If necessary, the coverage area display could be turned off. The paper provides an example of using the application in the synthesis of a communication system with an aircraft.

**Conclusion.** The use of the developed application allows one to extend the capabilities and significantly reduce the analysis and synthesis time of the communication secondary radar systems with antenna arrays too. Besides, the application is used for training specialists for industry enterprises.

**Keywords:** PAA, antenna array, interactive visualization, communication system synthesis, secondary radar, Kotelnikov series, genetic algorithm

**For citation:** Kuzmin S. V., Korovin K. O., Raimzhanov T. R. An Implementation of Interactive Application for the Synthesis of Communication Systems with Antenna Arrays. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 2, pp. 46–54. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-2-46-54

**Conflict of interest.** Authors declare no conflict of interest.

Submitted 04.03.2020; accepted 23.03.2020; published online 29.04.2020

**Введение.** Рассматриваемая в статье проблематика связана с возрастанием функциональной сложности радиоэлектронных средств и, как следствие, с необходимостью визуализации различных характеристик при решении задачи синтеза систем связи.

При построении сложных систем требуется анализ значительного объема разнородных данных, получаемых при математическом моделировании и в результате натуральных экспериментов. Для

этого полученные данные необходимо представить в удобном для анализа виде, а непосредственно при анализе желательно менять различные исходные параметры задачи. Производительность современных компьютеров позволяет применять метод интерактивной визуализации данных при разработке комплексных радиоэлектронных средств. Указанная методика имеет еще несколько полезных точек приложения. В частности, появляется возможность оперативного анализа

данных, например при настройке или эксплуатации аппаратуры.

Практически все современные системы автоматизированного проектирования (САПР) содержат инструменты интерактивной визуализации [1–3]. Некоторые из них позволяют решать конкретные задачи в определенной прикладной области, другие обеспечивают инструментарий для решения широкого круга задач, но требуют тщательной настройки и формирования собственных исходных математических моделей.

В настоящей статье представлена реализация программного обеспечения для решения задач, которые возникают при разработке систем радиосвязи с применением фазированных антенных решеток (АР). В основе концепции предложенного программного обеспечения лежит одновременное отображение всех относящихся к решению задачи данных и интерактивное управление ими [4].

Существует несколько программных продуктов, помогающих при синтезе систем связи. Основным достоинством системы AREPS (Advanced Refractive Effects Prediction System) [5] является учет особенностей распространения электромагнитных волн для получения зон действия радиоэлектронных средств. Аналогичными возможностями обладает пакет Systems Tool Kit (STK) [6].

Имеется достаточно большое количество коммерческих программ для расчета радиолиний и зон покрытия. В качестве примера можно привести САПР "Альбатрос" компании «Информационный космический центр "Северная Корона"» [7].

Указанные программные продукты (ПП), обладающие рядом полезных свойств, либо функционально избыточны и, следовательно, дороги, либо недоступны, в том числе по причине экспортного контроля. Поэтому задача создания ПП указанного типа остается актуальной. Кроме того, реализация инструментов интерактивной визуализации повышает эффективность учебного процесса, содействуя обучению студентов по профильным специальностям и позволяя обобщать, накапливать и продвигать знания.

Одним из ключевых моментов при проектировании систем с АР является необходимость нахождения амплитудно-фазового распределения (АФР) по заданной диаграмме направленности (ДН), т. е. решение обратной задачи.

После нахождения необходимого АФР оценивают влияние погрешности установки амплитуды и фазы в каналах антенны на ДН решетки. Отклонения АФР от расчетного могут быть вызваны как

минимум двумя причинами – дискретностью фазовращателей/аттенюаторов и неидентичностью их характеристик.

Фактор дискретности сравнительно легко учитывается, что реализовано, например, в программном модуле MatLab [8].

Фактор неидентичности связан с конструкцией элементов антенны и разбросом их параметров при изготовлении и монтаже в системе. После сборки и монтажа АР, особенно малоэлементной, осуществляется ее настройка или калибровка [9, 10].

В результате реальное АФР будет отличаться от требуемого. Представленный в настоящей статье инструмент позволяет оценить влияние погрешностей установки амплитуды и фазы в каналах решетки на ее ДН, а также на зону действия системы связи или радиолокации.

**Методы.** Существует два основных вида алгоритмов поиска необходимого АФР для синтеза ДН заданной формы – оптимизационные и прямые. Оптимизационные методы приближают ДН к заданной итерационно. Прямые методы позволяют найти АФР в результате решения уравнения. Они хорошо описаны в [11]. К сожалению, оба подхода имеют ряд многократно описанных в литературе недостатков и не позволяют сформулировать единую методику поиска АФР. Математическим ядром предлагаемого приложения стал алгоритм на основе генетического [12] и усовершенствованный прямой алгоритм на основе разложения ДН в ряд Котельникова [13–15].

Перед описанием особенности применения указанных алгоритмов отметим, что использование радиотехнических методов, хорошо описанное в [16, 17], а именно аппарата рядов Фурье, не позволяет решать задачи синтеза, поскольку в результате обратного преобразования существенные для формирования ДН значения АФР получаются в узлах, которые выходят за границы АР. Для решения задачи анализа ряд Фурье подходит с двух точек зрения. Во-первых, поскольку множитель решетки формируется преобразованием Фурье, возможно существенно ускорить вычисление ДН по известному АФР за счет применения алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ). Во-вторых, при наличии дифракционных максимумов синтез осуществляется только в области реальных углов, определяемой в результате преобразования Фурье. В оставшейся области углов пространственный спектр, описываемый модулем решетки, повторяется, что выражается в появлении дифракционных максимумов.

Использование БПФ существенно ускоряет применение оптимизационных методов. В частности, именно так формируются ДН на каждой итерации в алгоритме [9]. Однако в этом алгоритме не учитывались длина волны и шаг решетки, поэтому в него был добавлен масштабный сдвиг по углу:

$$\sin \vartheta_s = \frac{\lambda(1-u)}{f_s d} - \frac{\lambda(1-u_{cp})}{f_s d},$$

где  $\vartheta_s$  – угловая координата, зависящая от длины волны  $\lambda$  и шага решетки  $d$ ;  $f_s$  – частота дискретизации;  $u = 1, 2, \dots, f_s$  – обобщенная координата.

Ряд особенностей был выявлен при написании программы по алгоритму, рекомендованному в [13, 14]. К сожалению, при малом количестве излучателей и расстоянии между ними, при котором начинают появляться дифракционные максимумы, алгоритм работал неудовлетворительно. Поэтому было введено дополнение – пределы интегрирования брались из ДН, полученной при помощи БПФ. Стоит отметить, что алгоритм из [13, 14] имеет несколько большую функциональность, чем заявлено в названии, – он позволяет установить любое значение ДН, а не только сформировать ноль. Для этого нужно брать соответствующий уровень

вспомогательной ДН, который после вычитания из основной ДН даст желаемое значение. Последовательное, многократное применение усовершенствованного алгоритма позволяет не только формировать несколько нулей, но и синтезировать требуемую ДН, превращая алгоритм в оптимизационный.

Представленные в настоящей статье методы хорошо обоснованы физически, а также глубоко проработаны в вычислительном плане.

**Результаты.** Для демонстрации результатов работы программных модулей найдем АФР для АР  $8 \times 8$  с возможностью сканирования в азимутальной плоскости и косекансной ДН в угломестной. Положим частоту равной 2.5 ГГц, а расстояние между излучателями – половине длины волны. В ходе более детального синтеза расстояние между излучателями необходимо подобрать.

На рис. 1 представлен интерфейс окна программы. Далее приведены только фрагменты этого окна, отображающие результаты работы программного модуля.

Начнем рассмотрение с угломестной плоскости. Вначале воспользуемся генетическим алгоритмом. Заданная огибающая (красные линии) и полученное АФР с ДН (синяя линия) показаны на рис. 2. Необходимо отметить, что алгоритм, как

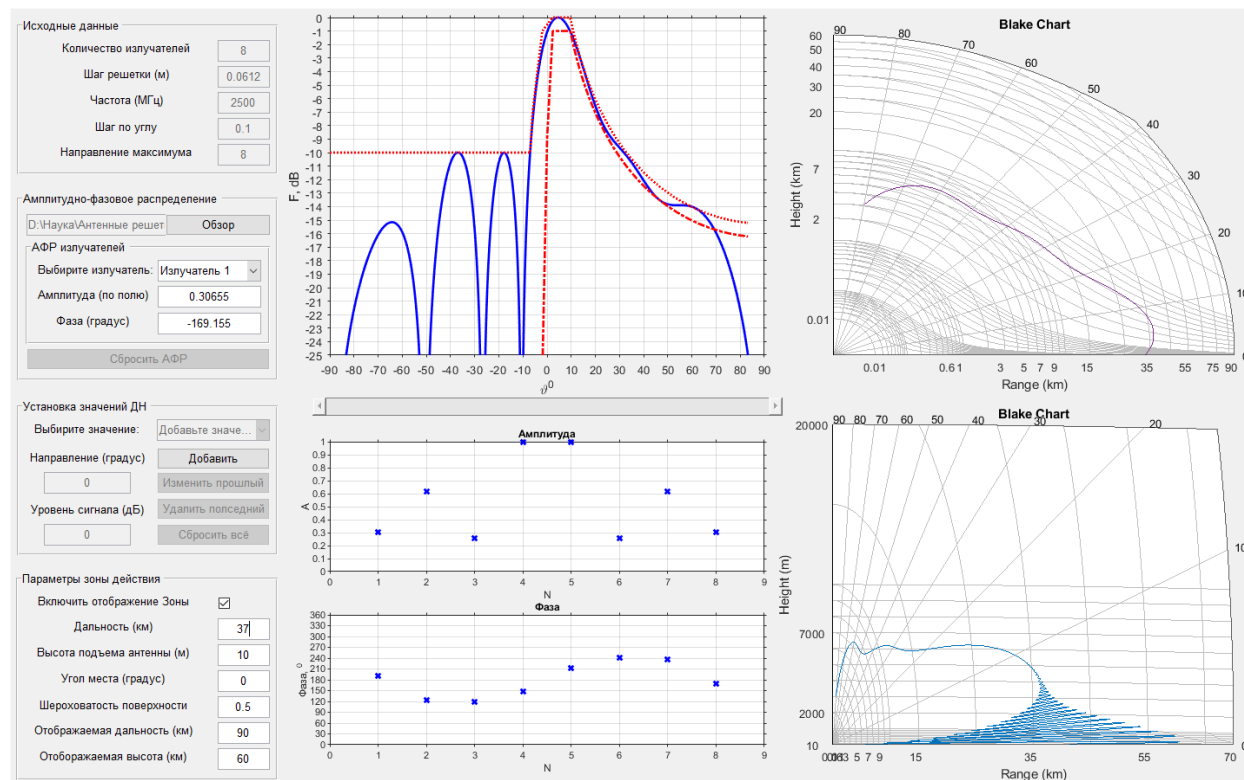


Рис. 1. Интерфейс программы

Fig. 1. Program interface

правило, сходится не сразу и каждый раз к новому АФР, немного отличному от предыдущего.

Если задать менее жесткие требования к огибающей и внести небольшие коррективы в алгоритм, то можно получить симметричное амплитудное и антисимметричное фазовое распределение, как показано на рис. 1.

Аналогичный результат получается, если применить прямой алгоритм несколько раз последовательно. На рис. 3 показана ДН и АФР, полученные после девятикратного применения алгоритма. В качестве исходного АФР бралось равноамплитудное с фазовым наклоном, соответствующим отклонению ДН на  $8^\circ$  от нормали. Звездочками на рис. 3 отмечены значения, которые подставлялись в качестве требуемых. Прямой алгоритм может быть усовершенствован и приспособлен для решения задач синтеза ДН заданной формы, в частности так, как показано в [14].

В итоге остановимся на антенне с симметричным амплитудным распределением и антисиммет-

ричным фазовым, поскольку это упрощает проектирование распределительной системы (см. рис. 1).

Соответствующая ДН и зона действия также показаны на рис. 1. Именно зона действия и является одним из важнейших конечных результатов синтеза системы связи и всегда должна отображаться на экране. Кроме того, изменяя такие параметры, как дальность (зависит от нескольких факторов) и свойства подстилающей поверхности, можно проследить изменение зоны действия и выдвинуть новые дополнительные требования к ДН.

Перейдем к синтезу ДН в азимутальной плоскости. Используем прямой алгоритм для формирования глубокого нуля в направлении  $20^\circ$  (рис. 4).

Используем приведенные на рис. 1 и 4 АФР для построения трехмерной ДН (рис. 5).

Отображение трехмерной ДН помогает оценить ее особенности и выбрать те сечения, в которых необходимо провести более тщательный анализ. В качестве примеров можно привести случаи расстановки излучателей в шахматном порядке,

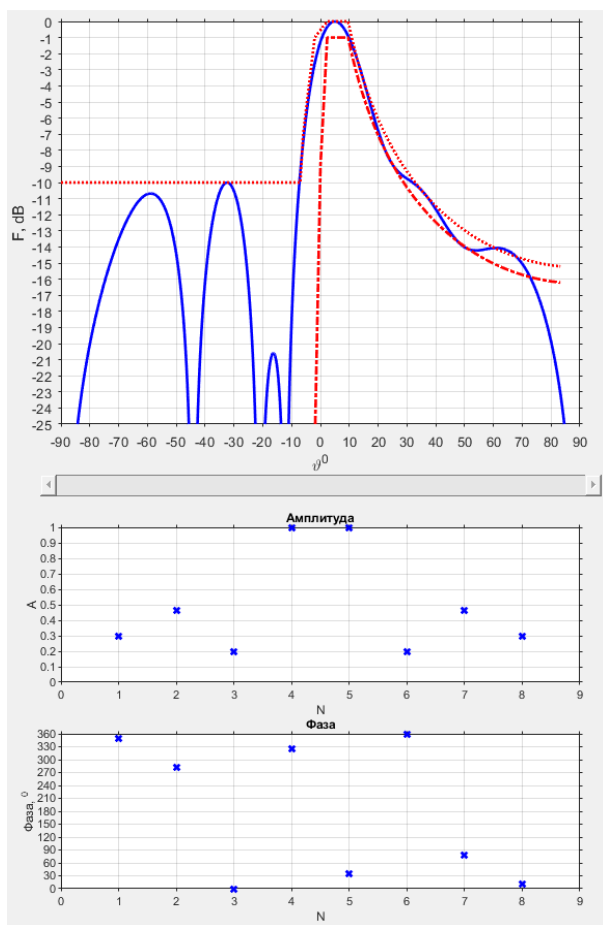


Рис. 2. Огибающая и результат работы генетического алгоритма

Fig. 2. Envelope and the result of a genetic algorithm optimization

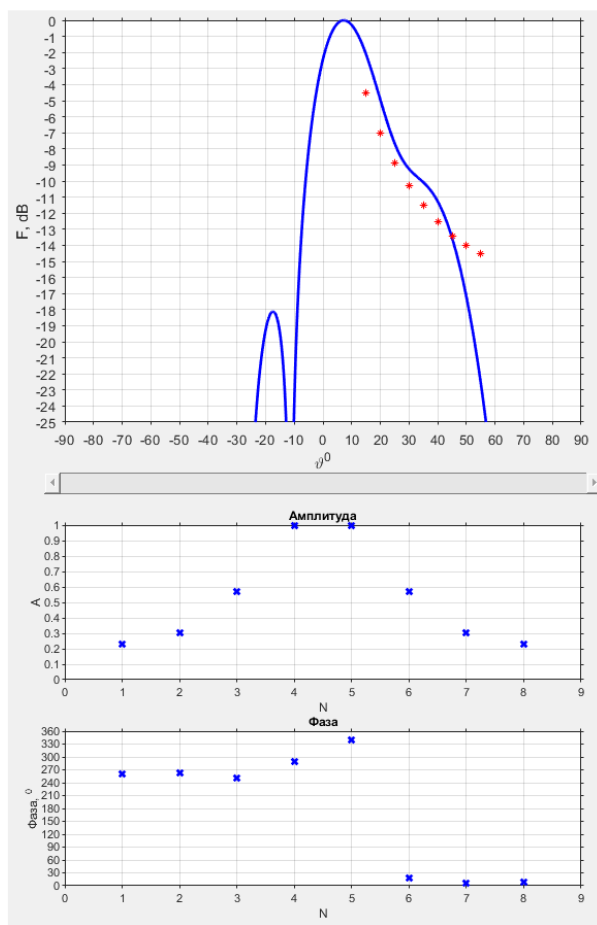


Рис. 3. ДН и АФР, полученные в результате девятикратного применения алгоритма прямого синтеза

Fig. 3. Radiation pattern and amplitude phase diagram as a result of the nine time application of the direct synthesis



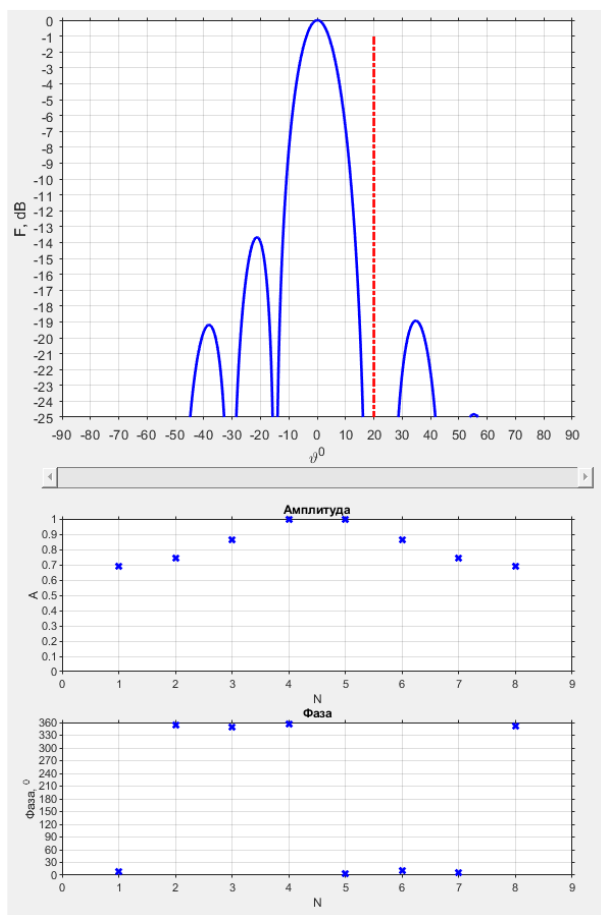


Рис. 4. ДН и АФР в азимутальной плоскости

Fig. 4. Radiation pattern and amplitude phase diagram in the azimuthal plane

когда дифракционные максимумы смещаются из главных плоскостей, или в ряде случаев свертывание ДН в воронку при сканировании.

**Заключение.** Представленный инструмент позволяет интерактивно:

- получать численные результаты, необходимые при синтезе систем связи и радиолокации с АР;
- оценивать влияние погрешностей установки амплитуды и фазы в каналах АР как на ДН антенны, так и на зону действия системы;
- визуализировать характеристики сложных систем, что способствует уменьшению вероятности ошибок при проектировании.

Предложения по направлению будущих исследований, в основном касающиеся увеличения функциональных возможностей программного модуля, состоят в следующем.

Изрезанность ДН в результате дифракции на носителе, в том числе электрически большом, существенным образом влияет на зону действия.

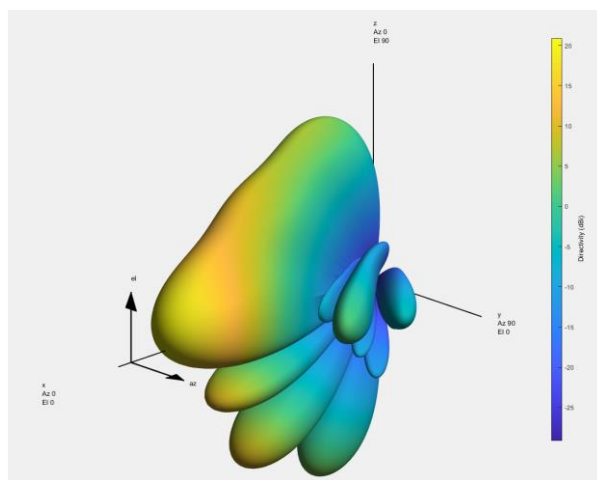


Рис. 5. Трехмерная ДН

Fig. 5. Three-dimensional radiation pattern

Поэтому при построении зоны действия необходимо учет ДН бортовой антенны.

В рассмотренном программном модуле ДН излучателя аппроксимируется определенной степенью косинуса. Для уточнения результатов можно применить эффективный классический подход: рассчитать или измерить ДН излучателя в присутствии соседей, нагруженных на согласованные нагрузки. Затем подставить полученную частичную ДН в качестве ДН излучателя.

Поскольку синтез ДН антенных решеток является задачей о построении пространственного фильтра, необходимо адаптировать все наработки, сделанные в цифровой обработке сигналов. Поэтому планируются к созданию дополнительные программные модули. Требуется отдельной проработки вопрос о пригодности представленных методов для поиска неисправных элементов в АР по результатам измерений в дальней зоне.

Для уточнения результатов расчетов планируется усложнение методик учета свойств подстилающей поверхности и факторов, влияющих на распространение радиоволн.

Наиболее перспективным направлением развития видится использование методов синтеза ДН для создания обучающей и тестовой последовательностей при обучении нейронной сети для решения задач адаптации [18].

Представленные материалы прошли апробацию на конференциях АПИНО 2017, АПИНО 2019, НТО РЭС им. А. С. Попова, посвященных Дню радио (2019), "Электроника и микроэлектроника СВЧ" (2019), "Антенны и распределение радиоволн" (2019).

## Список литературы

1. AWR Design Environment. URL: <https://www.awr.com/software/products/awr-design-environment> (дата обращения 12.04.2020)
2. Программное обеспечение PathWave Advanced Design System (ADS). Keysight. URL: <https://www.keysight.com/ru/ru/products/software/pathwave-design-software/pathwave-advanced-design-system.html> (дата обращения 12.04.2020)
3. Antenna Magnus. Antenna design software URL: <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/antenna-magus/> (дата обращения 12.04.2020)
4. Васильев Е. Ю., Кузьмин С. В. Концепция программного обеспечения для синтеза диаграмм направленности фазированных антенных решеток с учетом уравнения радиолокации в совмещенных системах радиосвязи и вторичной радиолокации // VI Междунар. науч.-техн. и науч.-метод. конф. "Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании" (АПИНО 2017): сб. науч. ст.: в 4 т. СПб.: Изд-во СПбГУТ, 2017. Т. 1. С. 116–120.
5. Patterson W. L. Advanced Refractive Effects Prediction System (AREPS) // 2007 IEEE Radar Conf. Boston, MA, 17–20 Apr. 2007. Piscataway: IEEE, 2007. P. 891–895. doi: 10.1109/RADAR.2007.374337
6. AGI Engineering Tools. URL: <http://www.agi.com/products/engineering-tools> (дата обращения 09.04.2020)
7. Специализированное программное обеспечение САПР "АЛЬБАТРОС". URL: <http://www.spacecenter.ru/Software.htm> (дата обращения 09.04.2020)
8. Mathworks Phased Array System Toolbox. URL: <https://www.mathworks.com/products/phased-array.html> (дата обращения 09.04.2020)
9. Применение матрицы взаимных связей при настройке ФАР / А. Н. Жегалов, С. В. Кузьмин, А. Н. Морозов, М. И. Ривкин, И. И. Силуянов // V Всерос. науч.-техн. конф. "Радиолокация и радиосвязь", Москва, 21–25 нояб. 2011 г. / ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН. М., 2011. С. 216–220.
10. Коротецкий Е. В., Шитиков А. М., Денисенко В. В. Методы калибровки фазированных антенных решеток // Радиотехника. 2013. № 5. С. 95–104.
11. Зелкин Е. Г., Кравченко В. Ф. Задачи синтеза антенн и новые методы их решения. М.: ИПРЖР, 2002. 72 с.
12. Brown A. D. Electronically Scanned Arrays MATLAB Modeling and Simulation. Boca Raton, NW: CRC Press, 2012. 229 p.
13. Vendik O. G., Kozlov D. S. Phased Antenna Array with a Sidelobe Cancellation for Suppression of Jamming // IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett. 2012. Vol. 11. P. 648–650. doi: 10.1109/LAWP.2012.2203780
14. Вендик О. Г., Калинин С. А., Козлов Д. С. Фазированная антенная решетка с управляемой формой диаграммы направленности // ЖТФ. 2013. Т. 83, № 10. С. 117–121.
15. Туральчук П. А., Вендик О. Г., Вендик И. Б. Расширение главного луча решетки Дольфа–Чебышева с использованием разложения по функциям Котельникова // Электроника и микроэлектроника СВЧ. 2018. Т. 1, № 1. С. 213–216.
16. Хансен Р. С. Фазированные антенные решетки. 2-е изд. М.: Техносфера, 2012. 560 с.
17. Modern Antennas. / S. Drabowitch, A. Papiernik, H. D. Griffiths, J. Encinas, B. L. Smith. 2<sup>nd</sup> ed. Dordrecht, The Netherlands: Springer, 2005. 710 p.
18. Подавление шумовых помех в адаптивных антенных решетках на основе нейросетевых алгоритмов / О. С. Литвинов, Д. В. Муродьянц, В. С. Борута, Б. Е. Винтайкин // Антенны. 2018. № 2. С. 40–44.

## Информация об авторах

**Кузьмин Сергей Викторович** – кандидат физико-математических наук (2004), доцент кафедры конструирования и производства радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича. Автор 38 научных работ. Сфера научных интересов – антенны; СВЧ-устройства; антенные решетки; синтез радиоэлектронных средств; пространственно-временная обработка сигналов; измерение антенн; ЭМС; математическое моделирование; распространение радиоволн; радиолокация; навигация.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, пр. Большевиков, д. 22, корп. 1, Санкт-Петербург, 193232, Россия

E-mail: [sergey-v-kuzmin@yandex.ru](mailto:sergey-v-kuzmin@yandex.ru)

<https://orcid.org/0000-0002-5496-2702>

**Коровин Константин Олегович** – кандидат физико-математических наук (2008), заведующий кафедрой радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича. Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – антенны; антенные решетки; пространственно-временная обработка сигналов; цифровая обработка сигналов; распространение радиоволн; радиолокация; навигация; ЭМС; математическое моделирование.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, пр. Большевиков, д. 22, корп. 1, Санкт-Петербург, 193232, Россия

E-mail: [konstkor@mail.ru](mailto:konstkor@mail.ru)

<https://orcid.org/0000-0001-7979-3725>



**Раимжанов Тохир Рустамович** – бакалавр по специальности "Конструирование и технология электронных средств" (2019), студент первого курса магистратуры по кафедре конструирования и производства радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича. Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – устройства СВЧ; антенны; антенные решетки; пространственно-временная обработка сигналов; цифровая обработка сигналов; радиолокация; ЭМС; распространение радиоволн.  
Адрес: Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, пр. Большевиков, д. 22, корп. 1, Санкт-Петербург, 193232, Россия  
E-mail: tokhir.fl@gmail.com  
<https://orcid.org/0000-0003-4710-3384>

## References

1. AWR Design Environment. Available at: <https://www.awr.com/software/products/awr-design-environment> (accessed 12.04.2020)
2. Software - PathWave Advanced Design System (ADS). Keysight. Available at: <https://www.keysight.com/ru/ru/products/software/pathwave-design-software/pathwave-advanced-design-system.html> (accessed 12.04.2020)
3. Antenna Magnus. Antenna design software. Available at: <https://www.3ds.com/products-services/simulia/products/antenna-magnum/> (accessed 12.04.2020)
4. Vasil'ev E. Yu., Kuz'min S. V. The Concept of Software for the Synthesis of Radiation Patterns of Phased Antenna Arrays Taking into Account the Radar Equation in Combined Radio Communication Systems and Secondary Radar. VI intern. scien.-tech. and scien.-method. conf. "Actual Problems of Information and Telecommunications in Science and Education" (APINO 2017). SPb., *SPbGUT*, 2017, vol. 1, pp. 116–120. (In Russ.)
5. Patterson W. L. Advanced Refractive Effects Prediction System (AREPS). 2007 IEEE Radar Conf. Boston, MA, 17–20 April 2007. Piscataway, IEEE, 2007, pp. 891–895. doi: 10.1109/RADAR.2007.374337
6. AGI Engineering Tools. Available at: <http://www.agi.com/products/engineering-tools> (accessed 09.04.2020)
7. Specialized software. CAD "ALBATROS". Available at: <http://www.spacecenter.ru/Software.htm> (accessed 09.04.2020)
8. Mathworks Phased Array System Toolbox. Available at: <https://www.mathworks.com/products/phased-array.html> (accessed 09.04.2020)
9. Zhegalov A. N., Kuz'min S. V., Morozov A. N., Rivkin M. I., Siluyanov I. I. Application of the Matrix of Mutual Relations when Setting up the PAR. V All-Russ. Scien. and Tech. Conf. "Radar and Radio Communication", Moscow, 21–25 November 2011. Moscow, *IRE im. V. A. Kotelnikova RAN*, 2011, pp. 216–220. (In Russ.)
10. Korotetskii E. V., Shitikov A. M., Denisenko V. V. Methods of Phased Array Antenna Calibration. *Radioengineering*, 2013, no. 5, pp. 95–104. (In Russ.)
11. Zelkin E. G., Kravchenko V. F. *Zadachi sinteza antenn i novye metody ikh resheniya* [Antenna Synthesis Problems and New Methods for Solving Them]. Moscow, *IPRZhR*, 2002, 72 p. (In Russ.)
12. Brown A. D. Electronically Scanned Arrays MATLAB Modeling and Simulation. Boca Raton, NW, CRC Press, 2012, 229 p.
13. Vendik O. G., Kozlov D. S. Phased Antenna Array with a Sidelobe Cancellation for Suppression of Jamming. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2012, vol. 11, pp. 648–650. doi: 10.1109/LAWP.2012.2203780
14. Vendik O. G., Kalinin S. A., Kozlov D. S. Phased Array Antenna with Controlled Shape of the Directional Pattern. *J. of Tech. Physics*. 2013, vol. 83, no. 10, pp. 117–121. (In Russ.)
15. Tural'chuk P. A., Vendik O. G., Vendik I. B. Expansion of the Main Beam of the Dolph–Chebyshev Lattice Using the Kotelnikov Function Expansion. *Microwave Electronics and Microelectronics*. 2018, vol. 1, no. 1, pp. 213–216. (In Russ.)
16. Khansen R. S. *Fazirovannye antennnye reshetki* [Phased Array Antennas]. 2<sup>nd</sup> ed. Moscow, *Tekhnosfera*, 2012, 560 p. (In Russ.)
17. Drabowitch S., Papiernik A., Griffiths H. D., Encinas J., Smith B. L. *Modern Antennas*. 2<sup>nd</sup> ed. Dordrecht, The Netherlands, Springer, 2005, 710 p.
18. Litvinov O. S., Murod'janc D. V., Boruta V. S., Vintajkin B. E. Suppression of Noise Interference in Adaptive Array Antennas via Neural Networks Algorithms. *Antennas*. 2018, no. 2, pp. 40–44. (In Russ.)

## Information about authors

**Sergey V. Kuzmin**, Cand. Sci. (Phys.-Math.) (2004), Associate Professor of the Department of Design and Production of Radioelectronic Facilities in Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications. The author of 38 scientific publications. Area expertise: antennas; microwave devices; antenna arrays; synthesis of electronic equipment; space-time signal processing; antenna measurement; EMC mathematical modeling; radio wave propagation; radars; navigation.

Address: Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications, 22 Bolshevikov Ave., St Petersburg 193232, Russia

E-mail: serghey-v-kuzmin@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0002-5496-2702>

**Konstantin O. Korovin**, Cand. Sci. (Phys.-Math.) (2008), Associate Professor, Head of the Department of Radiosystems and Signal Processing in Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications. The author of more than 20 scientific publications. Area expertise: antennas; antenna arrays; space-time signal processing; digital signal processing; electromagnetic wave propagation; radars; navigation; EMC, mathematical simulation.

Address: Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications, 22 Bolshhevikov Ave., St Petersburg 193232, Russia

E-mail: konstkor@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7979-3725>

**Tokhir R. Raimzhanov**, Bachelor in "Design and Technology of Electronic Facilities" (2019), 1<sup>st</sup> year master degree student of the Department of Design and Production of Radio-Electronic Facilities of Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications. The author of one scientific publication. Area expertise: microwave devices; antennas; phased arrays; space-time signal processing; digital signal processing; radars, EMC, electromagnetic wave propagation.

Address: Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications, 22 Bolshhevikov Ave., St Petersburg 193232, Russia

E-mail: tokhir.fl@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0003-4710-3384>

---

Радиолокация и радионавигация

УДК 621.396.969.1

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-2-55-62>

## Алгоритм коррекции координат цели в информационно-измерительной системе радиолокационной станции на основе информации о пространственной ориентации

У. Р. Наимов✉

Тамбовский государственный технический университет, Тамбов, Россия

✉ [umed87-88@mail.ru](mailto:umed87-88@mail.ru)

### Аннотация

**Введение.** Концепции построения перспективных радиолокационных систем предусматривают, что это будут комплексы интегрального типа. Создание таких систем предполагает наличие в их составе информационного комплекса, выполняющего функционально завершенную процедуру обработки сигналов и информации в интересах решения конкретной задачи. В этой связи в настоящей статье рассмотрены особенности создания модели маневренного движения беспилотного летательного аппарата с целью исследования путей повышения точности сопровождения воздушной цели на основе алгоритмов оценивания координат ее движения.

**Цель работы.** Разработка алгоритма коррекции координат цели на основе информации о пространственной ориентации.

**Материалы и методы.** Поставленные задачи решены методами математического анализа и численного моделирования. Для обоснования достоверности и работоспособности предложенного алгоритма была разработана модель, которая позволила получить характеристики точности алгоритма.

**Результаты.** Методом моделирования исследованы характеристики точности алгоритма коррекции координат цели на основе информации о ее пространственной ориентации, определяющей качество системы слежения за целью и построения ее траектории. Приведены структура и описание разработанного алгоритма. Показан вариант реализации алгоритма и результаты оценки его точности.

**Заключение.** В результате анализа алгоритма коррекции координат цели на основе информации о ее пространственной ориентации, а также моделирования работы сделан вывод о достоверности и работоспособности предложенного алгоритма. Представленные данные численных экспериментальных исследований характеристик точности предложенного алгоритма показали реализуемость принятых решений. Полученные результаты позволяют определить наиболее целесообразный и эффективный путь разработки упрощенных вариантов алгоритма.

**Ключевые слова:** радиолокационная станция, оптико-электронный канал, маневрирующая цель, линия визирования, коррекция траектории, цифровой вычислитель

**Для цитирования:** Наимов У. Р. Алгоритм коррекции координат цели в информационно-измерительной системе радиолокационной станции на основе информации о пространственной ориентации // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 2. С. 55–62. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-2-55-62

**Конфликт интересов.** Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 21.11.2019; принята к публикации после рецензирования 10.02.2020; опубликована онлайн 29.04.2020



## Algorithm for Correcting Target Coordinates in the Information-Measuring System of a Radar Station Based on Information about Spatial Orientation

Umejan R. Naimov✉

Tambov State Technical University, Tambov, Russia

✉ umed87-88@mail.ru

### Abstract

**Introduction.** The concepts of constructing promising radar systems (radars) show that these will be integral type complexes. The creation of such systems implies the presence in their composition of an information system consisting of channels that produce a functionally completed procedure for processing signals and information to solve a definite task.

**Aim.** Development of a target coordinate correction algorithm based on spatial orientation information.

**Materials and methods.** The tasks were solved by methods of mathematical analysis and numerical modeling. To justify reliability and performance of the proposed algorithm, a model was developed. The model allowed one to obtain accuracy characteristics of the algorithm.

**Results.** As a result of the simulation, the accuracy characteristics of the target coordinate correction algorithm based on spatial orientation information were investigated. It determines the quality of building of the target trajectory and the quality of the target tracking system.

The structure and the description of the developed algorithm were given, an implementation option was shown. The results of estimation of the accuracy of the algorithm were presented.

**Conclusion.** As a result of the analysis of the target coordinate correction algorithm based on information about the target's spatial orientation, as well as modeling of its operation, a conclusion about the reliability and the performance of the proposed algorithm was drawn. The presented data of experimental studies on the accuracy characteristics of the proposed algorithm showed the feasibility of the decisions made. The presented results allow one to determine the most appropriate and effective way to develop simplified versions of the algorithm.

**Keywords:** radar station, optoelectronic channel, maneuvering target, line of sight, path correction, computer

**For citation:** Naimov U. R. Algorithm for Correcting Target Coordinates in the Information-Measuring System of a Radar Station Based on Information about Spatial Orientation. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 2, pp. 55–62. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-2-55-62

---

**Conflict of interest.** Author declares no conflict of interest.

Submitted 21.11.2019; accepted 10.02.2020; published online 29.04.2020

---

**Введение.** Воздействие различных видов помех на устройства и каналы радиолокационной системы (РЛС) или оптико-локационной системы (ОЛС) может привести к ухудшению точности сопровождения, а в ряде случаев (например, при воздействии на РЛС широкополосной шумовой помехи) к потере информации о дальности, скорости сближения и угловых координатах цели, например беспилотного летательного аппарата (БПЛА) [1, 2].

При больших расстояниях до цели, когда ОЛС не может измерять угловые координаты (или при ее отказе), восстановление информации о них

происходит в алгоритмах вторичной обработки информации в цифровом процессоре путем сопровождения цели по занесенным в память системы параметрам отметок цели.

Достоинством указанного метода определения угловых координат цели является простота реализации. Однако этот метод основан на предположении, что сопровождаемый БПЛА движется прямолинейно с постоянной скоростью. Если он не маневрирует (не отклоняется от прямолинейной траектории), то вычисление координат происходит с небольшими ошибками. Однако способность цели

к маневрированию делает данный метод непригодным для определения угловых координат.

Существуют методы, учитывающие возможный маневр цели, но способность современных целей к сверхманевренности вынуждает использовать дополнительные источники информации для обеспечения устойчивости слежения.

**Решение задачи.** В настоящей статье рассмотрена коррекция координат цели в информационно-измерительной системе РЛС на основе информации о ее пространственной ориентации. Такой подход основан на довольно жесткой связи между ориентацией цели и направлением ее ускорения.

Структура угломерного канала бортовой РЛС или ОЛС, реализующего указанную возможность, представлена на рис. 1. Датчик изображения дает двумерное оптическое или радиолокационное изображение цели [3]. Сигнал, представляющий это изображение, поступает на подсистему оценки ориентации, которая по специальному алгоритму преобразует полученные данные в ориентацию трехмерной цели. Полученная оценка ориентации поступает в угломерный канал РЛС для уточнения вектора ускорения цели и повышения точности ее отслеживания.

Одной из перспективных технологий в области радиолокации является радиолокационная спеклинтерферометрия. С помощью этой технологии можно оценивать ориентацию объекта в пространстве по отношению к заданной системе координат.

Для определения параметров движения по последовательности изображений разработаны два различных подхода [4].

Первый основан на выделении на каждом изображении множества относительно редких, ярко выраженных признаков на двумерном изображении, соответствующих трехмерным признакам объектов сцены. Затем устанавливается соответствие этих признаков в последовательности кадров и их перемещение при переходе от кадра к кадру.

Полученные в результате обработки изобра-

жения данные о ракурсе цели поступают на вычислитель нормального ускорения. Нормальное ускорение цели подается в угломер, на выходе которого получаем уточненные оценки угловых координат цели (рис. 1).

Согласно второму методу по параметрам пространственной ориентации определяются приблизительные значения и направления сил, действующих на БПЛА, а затем на основе полученных данных – ускорение БПЛА.

Этот алгоритм требует измерения девяти параметров: углов пространственной ориентации цели (тангажа, рыскания и крена), координат цели (дальности, угла места и азимута), а также скорости сближения и угловых скоростей линии визирования (ЛВ) в вертикальной и горизонтальной плоскостях. Метод сложен, так как для его реализации используется непрерывно-дискретный расширенный фильтр Калмана с 15 уравнениями состояния.

В настоящее время ведутся работы по оценке ориентации цели и ее изменения с течением времени. Рассмотрим возможность вычисления угловых координат на основе оценки величин углов ориентации цели в пространстве [4, 5].

При этом будем полагать следующее:

- вектор скорости цели ( $v_{ц}$ ) совпадает с осью БПЛА, т. е.  $\theta = \vartheta$  и  $\varphi = \psi$ , где  $\theta, \varphi$  – угол между равносигнальным направлением и линией визирования цели и пеленг цели соответственно;  $\vartheta, \psi$  – углы ориентации цели в пространстве;
- маневры характеризуются высоким поперечным ускорением и низким, часто незначительным, продольным ускорением, т. е. вначале будем считать, что  $a_{\chi} = dv_{ц}/dt \rightarrow 0$ , а в дальнейшем проверим допустимость такого упрощения;
- учитывая, что параметры собственного движения носителя РЛС могут быть измерены достаточно точно и их влияние скомпенсировано, будем считать, что носитель РЛС неподвижен в пространстве.

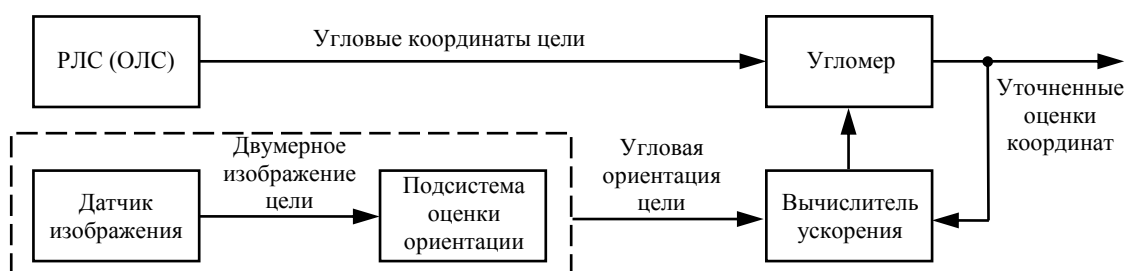


Рис. 1. Схема угломерного канала бортовой РЛС

Fig. 1. Scheme of the goniometer channel of the airborne radar

**Результат работы.** Для угломера перемещение цели (рис. 2, позиция  $0_{Ц}$ ) по траектории полета (ТП) относительно носителя, расположенного в точке  $0_{И}$ , может быть задано в виде изменения дальности и угловой скорости линии визирования в горизонтальной и вертикальной плоскостях.

Из рис. 2 получим:

$$v_X = v_{Ц} \cos \vartheta \cos \psi; \quad (1)$$

$$v_Y = v_{Ц} \sin \vartheta; \quad (2)$$

$$v_Z = v_{Ц} \cos \vartheta \sin \psi, \quad (3)$$

где  $v_X$ ,  $v_Y$ ,  $v_Z$  – проекции вектора скорости цели  $v_{Ц}$  на оси  $0_{И}X$ ,  $0_{И}Y$ ,  $0_{И}Z$  соответственно.

Если воспользоваться составляющими скорости (1)–(3), заданными в трехмерной системе координат (рис. 2), то получим:

$$v_{XЛ} = v_X \cos \varepsilon_{Г} \cos \varepsilon_{В} + v_Z \sin \varepsilon_{Г} \cos \varepsilon_{В} + v_Y \sin \varepsilon_{В}; \quad (4)$$

$$v_{YЛ} = -v_X \cos \varepsilon_{Г} \sin \varepsilon_{В} - v_Z \sin \varepsilon_{Г} \sin \varepsilon_{В} + v_Y \cos \varepsilon_{В}; \quad (5)$$

$$v_{ZЛ} = -v_X \sin \varepsilon_{Г} + v_Z \cos \varepsilon_{Г}. \quad (6)$$

С учетом (1)–(3) выражения (4)–(6) будут иметь вид

$$v_{XЛ} = v_{Ц} \cos \vartheta \cos \psi \cos \varepsilon_{Г} \cos \varepsilon_{В} + v_{Ц} \cos \vartheta \sin \psi \sin \varepsilon_{Г} \cos \varepsilon_{В} + v_{Ц} \sin \vartheta \sin \varepsilon_{В};$$

$$v_{YЛ} = -v_{Ц} \cos \vartheta \cos \psi \cos \varepsilon_{Г} \sin \varepsilon_{В} - v_{Ц} \cos \vartheta \sin \psi \sin \varepsilon_{Г} \sin \varepsilon_{В} + v_{Ц} \sin \vartheta \cos \varepsilon_{В};$$

$$v_{ZЛ} = -v_{Ц} \cos \vartheta \cos \psi \sin \varepsilon_{Г} + v_{Ц} \cos \vartheta \sin \psi \cos \varepsilon_{Г}.$$

После несложных тригонометрических преобразований получим:

$$v_{XЛ} = (v_{Ц}/2) \left\{ \cos(\vartheta - \varepsilon_{В}) [1 + \cos(\psi - \varepsilon_{Г})] + \cos(\vartheta + \varepsilon_{В}) [\cos(\psi - \varepsilon_{Г}) - 1] \right\};$$

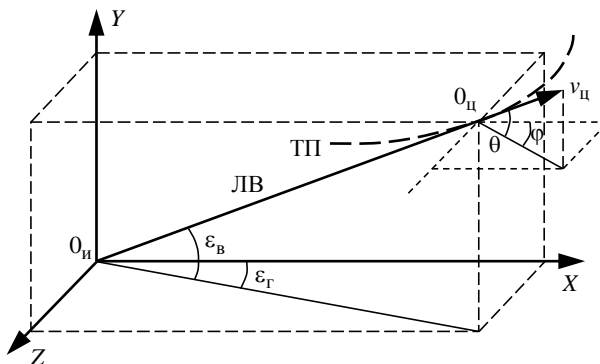


Рис. 2. Движение цели относительно РЛС  
 Fig. 2. Target movement relative to the radar

$$v_{YЛ} = (v_{Ц}/2) \left\{ \sin(\vartheta + \varepsilon_{В}) [1 - \cos(\psi - \varepsilon_{Г})] + \sin(\vartheta - \varepsilon_{В}) [\cos(\psi - \varepsilon_{Г}) + 1] \right\};$$

$$v_{ZЛ} = v_{Ц} \cos \vartheta \sin(\psi - \varepsilon_{Г}).$$

С учетом того, что

$$v_{XЛ} = dD/dt = \dot{D};$$

$$v_{YЛ}/D = d\varepsilon_{В}/dt = \dot{\varepsilon}_{В};$$

$$v_{ZЛ}/D = d\varepsilon_{Г}/dt = \dot{\varepsilon}_{Г};$$

получим систему дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \dot{D} = \frac{v_{Ц}}{2} \left\{ \cos(\vartheta - \varepsilon_{В}) [1 + \cos(\psi - \varepsilon_{Г})] + \cos(\vartheta + \varepsilon_{В}) [\cos(\psi - \varepsilon_{Г}) - 1] \right\}; \\ \dot{\varepsilon}_{В} = \frac{v_{Ц}}{2D} \left\{ \sin(\vartheta + \varepsilon_{В}) [1 - \cos(\psi - \varepsilon_{Г})] + \sin(\vartheta - \varepsilon_{В}) (\cos(\psi - \varepsilon_{Г}) + 1) \right\}; \\ \dot{\varepsilon}_{Г} = \frac{v_{Ц}}{D} \cos \vartheta \sin(\psi - \varepsilon_{Г}). \end{cases} \quad (7)$$

Алгоритм, основанный на решении системы дифференциальных уравнений (7), позволяет прогнозировать дальность и угловые координаты цели при пропадании информации о них от РЛС, например из-за действия помех или резкого замирания сигнала [6]. Начальными условиями для алгоритма являются значения дальности ( $D_0$ ), скорости цели ( $v_{Ц0}$ ) и углов визирования цели в горизонтальной и вертикальной плоскостях ( $\varepsilon_{Г0}$ ,  $\varepsilon_{В0}$ ) на момент пропадания информации. Входной информацией являются углы ориентации цели в пространстве  $\psi$  и  $\vartheta$ , поступающие от датчиков оптического или инфракрасного диапазона.

Анализ работоспособности алгоритма вычисления дальности и угловых координат проводился на примере сопровождения одного БПЛА при условии, что цель движется прямолинейно и с постоянной скоростью (рис. 3,  $k$  – номер отсчетов моделирования с шагом 0.01 с). Среднеквадратические отклонения (СКО) оценок углов ориентации цели  $\sigma_{\psi}$  и  $\sigma_{\vartheta}$  считались равными  $1^\circ$ .

На рис. 4 приведены графики СКО вычисления дальности и углов визирования цели в горизонтальной и вертикальной плоскостях на основе системы (7). Как видно из рис. 4, вычисление указанных параметров происходит с небольшими ошибками.

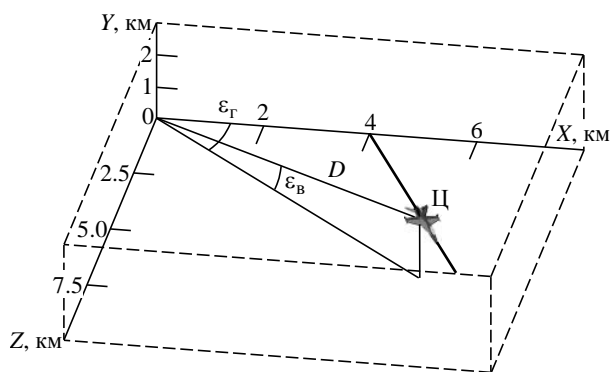


Рис. 3. Прямолинейное движение цели с постоянной скоростью

Fig. 3. Rectilinear target moving at constant speed

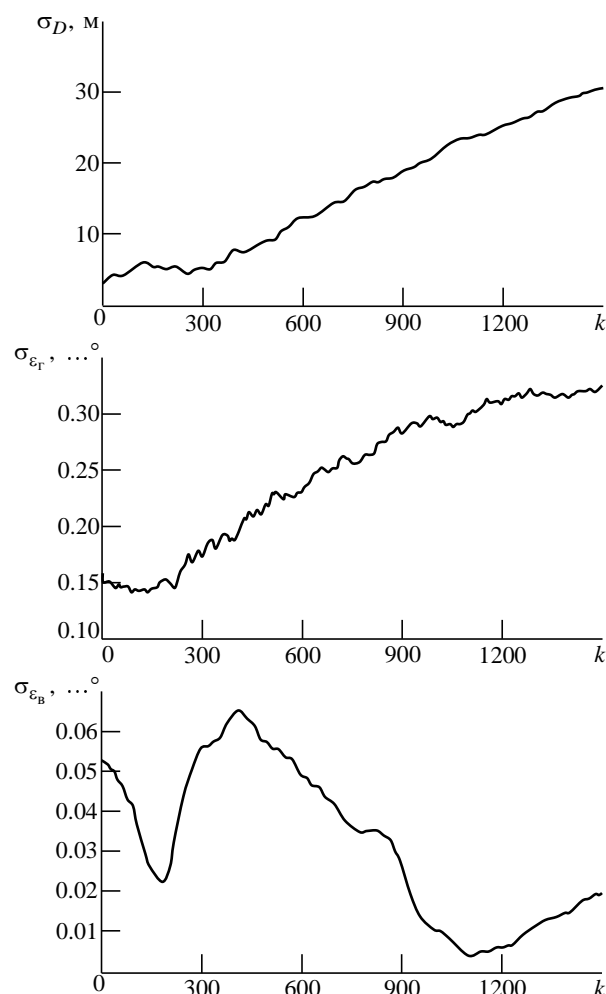


Рис. 4. СКО вычисления дальности и углов визирования цели

Fig. 4. Standard deviation of the calculation of the range and viewing angles of the target

Далее анализ алгоритма вычисления дальности и угловых координат цели проводился только для горизонтальной плоскости как основной при маневрировании.

При этом система (7) значительно упрощается и имеет вид

$$\begin{cases} \dot{D} = v_{Ц} \cos(\psi - \varepsilon_{Г}); \\ \dot{\varepsilon}_{Г} = (v_{Ц}/D) \sin(\psi - \varepsilon_{Г}). \end{cases}$$

Ранее были сделаны допущения  $\theta = \vartheta$  и  $\varphi = \psi$ . Однако, как уже отмечалось, в реальности маневрирование цели приводит к появлению углов атаки  $\alpha$  и скольжения  $\beta$ .

На рис. 5 представлены графики СКО вычисления дальности и угла визирования в горизонтальной плоскости при совершении целью виража, в процессе которого угол скольжения  $\beta$  увеличивался до  $5^\circ$ . Как видно из рисунка, увеличение угла скольжения  $\beta$  приводит к росту ошибок вычисления дальности и угла визирования цели.

Изменение скорости цели во времени также приводит к росту ошибок вычисления. На рис. 6 представлены графики СКО вычисления дальности и угла визирования при прямолинейном полете цели с ускорением  $a_X = 0.5 \text{ м/с}^2$ .

Таким образом, интенсивное маневрирование цели приводит к возрастанию ошибок вычисления дальности и угловых координат.

При пропадании сигнала от цели перемещение следящего строга выполняется на основании

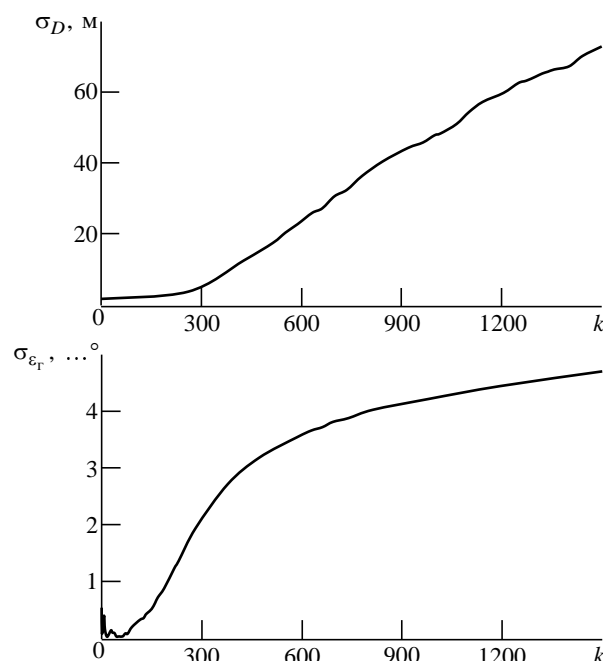


Рис. 5. СКО вычисления дальности и угла визирования в горизонтальной плоскости при вираже цели

Fig. 5. Standard deviation of the calculation of the range and viewing angle in the horizontal plane when the target is turning

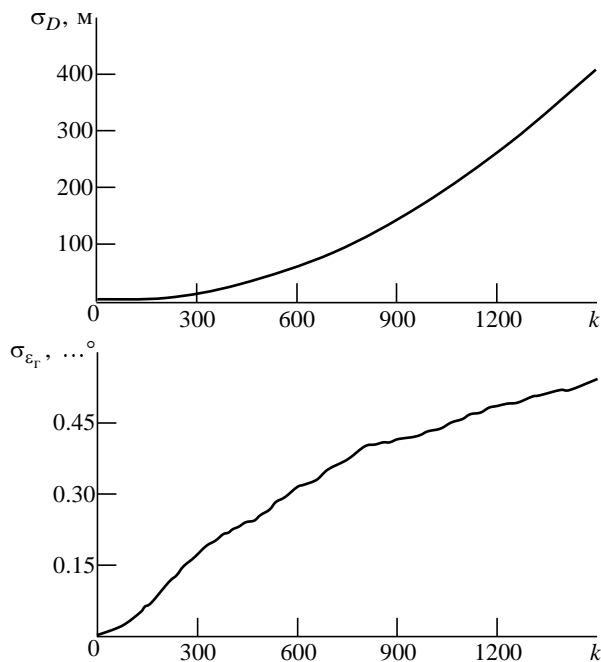


Рис. 6. СКО вычисления дальности и угла визирования в горизонтальной плоскости при прямолинейном полете цели с ускорением

Fig. 6. Standard deviation of the calculation of the range and viewing angle in the horizontal plane when the target is fighting with acceleration

вычисляемых значений дальности, а перемещение луча антенны – на основании вычисляемых угловых координат. При появлении сигнала система продолжает сопровождать цель. Однако если ошибка вычисления координат цели превысит половину ширины дискриминационной характеристики следящей системы, то система перейдет в режим поиска цели [7–10]. В условиях дефицита времени это может привести к неблагоприятному завершению (срыву) слежения.

Таким образом, возникает необходимость как можно более точного вычисления координат цели при отсутствии сигнала от цели в системе слежения РЛС в течение длительного промежутка времени (до появления сигнала).

Проведем анализ зависимости времени  $\tau$  выхода ошибки вычисления за пределы дискриминационной характеристики (т. е. время памяти системы слежения за дальностью) от угла скольжения и продольного ускорения сопровождаемого БПЛА.

Границы дискриминационной характеристики для дальномеров часто определяются длительностью импульса РЛС. Для типичной РЛС она составляет единицы микросекунд. На основании этого будем считать, что ширина дискриминаци-

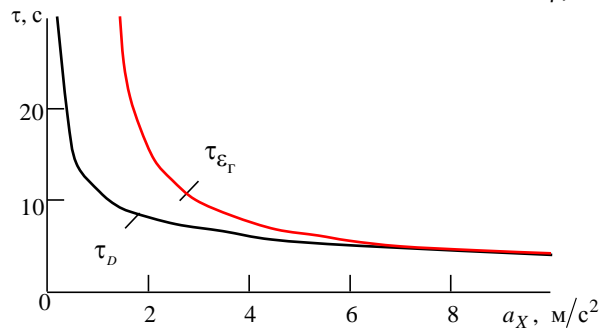
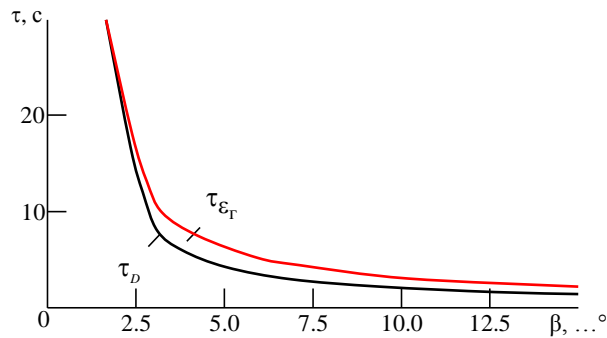


Рис. 7. Время памяти системы при совершении целью маневра и движения с ускорением

Fig. 7. System memory time when the target maneuvers and moves with acceleration

онной характеристики составляет примерно 200...400 м.

Для угломерных систем границы дискриминационной характеристики определяются шириной диаграммы направленности антенны РЛС, для современных станций составляющей примерно  $3^\circ$ .

Анализ времени памяти следящей системы проводился на основе метода статистических испытаний [11–14]. Указанный метод является наиболее простым и точным и позволяет найти количественные оценки срыва слежения (в данном случае время до срыва) практически для всех систем слежения.

На рис. 7 приведены зависимости времени памяти системы по дальности и угловым координатам от угла скольжения и ускорения цели соответственно.

Как видно из графиков, увеличение угла скольжения  $\beta$  и ускорения  $a_x$  цели во время маневра приводит к уменьшению времени памяти  $\tau$  системы сопровождения по дальности и угловым координатам.

Моделирование работы алгоритма при различных видах маневров показало, что предложенный алгоритм вычисления дальности и углов визирования цели позволяет:

– увеличить время памяти системы слежения по дальности и угловым координатам выше 20 с при слежении за БПЛА, маневрирующим с ма-



лыми углом скольжения ( $< 2^\circ$ ) и ускорением ( $< 2 \text{ м/с}^2$ ) по сравнению с системой без учета ориентации;

– определять в течение временного интервала до 10 с дальность и до 15 с угловые координаты БПЛА, маневрирующего с большими  $\beta$  ( $3 \dots 15^\circ$ ) и  $a_x$  ( $2 \dots 10 \text{ м/с}^2$ ), с ошибками, не превышающими ширину дискриминационной характеристики следящей системы. Это позволяет опреде-

лять дальность и углы визирования интенсивно маневрирующей цели, например, в полупериодах действия прерывистой шумовой помехи [15].

**Заключение.** В состав радиолокационных комплексов целесообразно включать датчики пространственной ориентации цели, например, оптического, инфракрасного или радиодиапазона, позволяющие определить ориентацию цели и ее измерение. Их применение основано на довольно жесткой связи между ориентацией цели и направлением ее ускорения.

### Список литературы

1. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / под ред. А. И. Канащенкова, В. И. Меркулова. М.: Радиотехника, 2003. 416 с.
2. Верба В. С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Принципы построения, проблемы разработки и особенности функционирования. М.: Радиотехника, 2014. 528 с.
3. Алгоритм дальномерного канала с учетом информации бортовых датчиков воздушных судов / Ю. Н. Панасюк, А. П. Пудовкин, С. Н. Данилов, И. В. Князев // Радиотехника. 2013. № 9. С. 60–64.
4. Зledenный Н. П., Испулов А. А. Прогнозирование движения воздушной цели на основе изображений от иконической стереоскопической прицельной системы // Актуальные вопросы исследований в авионике: теория, обслуживание, разработки: сб. науч. ст. по материалам II Всерос. науч.-практ. конф. "АВИАТОР", Воронеж, 11–13 февр. 2015 г.: в 2 т. Воронеж: ВУНЦ ВВС "ВВА", 2015. Т. 2. С. 67–70.
5. Алгоритмы вычисления положения и ориентации БПЛА / А. А. Ардентов, И. Ю. Бесчастный, А. П. Маштаков, А. Ю. Попов, Ю. Л. Сачков, Е. Ф. Сачкова // Программные системы: теория и приложения. 2012. Т. 3, № 3. С. 23–39.
6. Харкевич А. А. Борьба с помехами. 5-е изд. М.: Ленанд, 2018. 280 с.
7. Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов: практический подход / пер. с англ. 2-е изд. М.: Вильямс, 2004. 992 с.
8. Наимов У. Р., Данилов С. Н., Пудовкин А. П. Синтез канала слежения за параметрами случайного процесса в условиях их скачкообразного изменения // Радиотехника. 2019. № 2. С. 84–89.
9. Оценивание дальности и скорости в радиолокационных системах / В. С. Верба, В. И. Меркулов, В. В. Дрогалин и др. М.: Радиотехника, 2010. 472 с.
10. Vabre Ph. Air Traffic Services Surveillance Systems, Including An Explanation of Primary and Secondary Radar // Retrieved. 2009. 5 p.
11. К вопросу о наблюдении малоразмерных беспилотных летательных аппаратов / А. Е. Ананенков, Д. В. Марин, В. М. Нурдин, В. В. Расторгуев, А. В. Соколов // Тр. МАИ. 2016. № 91. 18 с. URL: [http://trudymai.ru/upload/iblock/592/ananenkov\\_marin\\_nurzhin\\_rastorguev\\_sokolov\\_rus.pdf](http://trudymai.ru/upload/iblock/592/ananenkov_marin_nurzhin_rastorguev_sokolov_rus.pdf) (дата обращения 19.04.2020)
12. Перспективы применения миллиметровой радиолокации для обнаружения и распознавания неподвижных и движущихся объектов на фоне подстилающей поверхности / С. И. Нефедов, М. И. Нониашвили, А. А. Лаговиер, М. Е. Голубцов // IV Всерос. конф. "Радиолокация и радиосвязь". Москва, 29 нояб.–3 дек. 2010 г. М.: ИРЭ РАН, 2010. С. 237–242.
13. Данилов С. Н. Алгоритм сопровождения воздушных объектов следящим устройством в режиме обзора на основе аппроксимации области неопределенности оцениваемых параметров эллипсоидом наименьшего размера // Радиотехника. 2006. № 5–6. С. 77–81.
14. Пудовкин А. П., Данилов С. Н., Панасюк Ю. Н. Перспективные методы обработки информации в радиотехнических системах. СПб.: Экспертные решения, 2014. 256 с.
15. Наимов У. Р. Оценивание координат беспилотного летательного аппарата на основе модели маневренного движения // Вестн. ТГТУ. 2019. Т. 25, № 2. С. 236–240. doi: 10.17277/vestnik.2019/02.pp.236–240

### Информация об авторе

**Наимов Умеджан Розибекевич** – инженер по направлению "Радиофизика и электроника" (2010, Таджикский национальный университет), ассистент кафедры оптики и спектроскопии указанного университета, соискатель по кафедре "Радиотехника" Тамбовского государственного технического университета. Автор 15 научных работ. Область научных исследований – методы оптимизации радиолокационных следящих измерителей. Адрес: Тамбовский государственный технический университет, ул. Советская, д. 106, Тамбов, 392000, Россия  
E-mail: [umed87-88@mail.ru](mailto:umed87-88@mail.ru)  
<https://orcid.org/0000-0001-5049-2777>

## References

1. Kanaschenkov A. I., Merkulov V. I. *Zashchita radiolokatsionnykh sistem ot pomekh. Sostoyanie i tendentsii razvitiya* [Protection of Radar Systems from Interference. Status and Development Trends]. Moscow, Radioengineering, 2003, 416 p. (In Russ.)
2. Verba V. S. *Aviatsionnye komplekсы radiolokatsionnogo dozora i navedeniya. Printsipy postroeniya, problemy razrabotki i osobennosti funktsionirovaniya* [Aviation Complexes of Radar Patrol and Guidance. The Principles of Construction, Development Problems and Features of Functioning]. Moscow, Radioengineering, 2014, 119 p. (In Russ.)
3. Panasyuk Yu. N., Pudovkin A. P., Danilov S. N., Knyazev I. V. The Algorithm Ranging Channel in View of the Information Onboard Sensors Aircraft. Radioengineering. 2013, no. 9, pp. 60–64. (In Russ.)
4. Zledenyni N. P., Ispulov A. A. Predicting the Movement of an Air Target Based on Images from an Iconic Stereoscopic Sighting System. A Collection of Scientific Articles Based on the Materials of the II All-Russ. Scientific and Practical Conf. "AVIATOR", VUNC Air Force "VA", Voronezh, 11–13 February 2015. 2015, vol. 2, pp. 67–70. (In Russ.)
5. Ardentov A. A., Beschastny I. Yu., Mashtakov A. P., Popov A. Yu., Sachkov Yu. L., Sachkova E. F. Algorithms for Calculating the Position and Orientation of UAVs. Software Systems: Theory and Applications. 2012, no. 3, pp. 23–39. (In Russ.)
6. Kharkevich A. A. *Bor'ba s pomekhami* [Fighting Interference]. 5<sup>th</sup> ed. Moscow, Lenand, 2018, 280 p. (In Russ.)
7. Ifeachor E. C., Jervis B. W. Digital Signal Processing. A Practical Approach. 2<sup>nd</sup> ed. London, Prentice Hall, 2002, 947 p.
8. Naimov U. R., Danilov S. N., Pudovkin A. P. Synthesis of the Track Channel over Parameters of a Random Process under the Conditions of Their Drop-Change. Radioengineering. 2019, no. 2, pp. 84–89. (In Russ.)
9. Verba V. S., Merkulov V. I., Drogalin V. V., Chernov V. S., Kirsanov A. P., Perov A. I., Bogachev A. S., Gandurin V. A., Danilov S. N., Zakharov V. M., Koltyshev E. E., Kononov E. I., Krasavin S. Yu., Povalyaev A. A., Shustov E. I. *Otsenivanie dal'nosti i skorosti v radiolokatsionnykh sistemakh* [Range and Speed Estimation in Radar Systems]. Moscow, Radioengineering, 2010, 472 p. (In Russ.)
10. Vabre Ph. Air Traffic Services Surveillance Systems, Including An Explanation of Primary and Secondary Radar. Retrieved. 2009, 5 p.
11. Ananenkov A. E., Marine D. V., Nuzhdin V. M., Rastorguev V. V. On the Observation of Small Unmanned Aerial Vehicles. Trudy Mai. 2016, no. 91, 18 p. (In Russ.)
12. Nefedov S. I., Noniashvili M. I., Lagovier A. A., Golubtsov M. E. Prospects for the Application of Millimeter-Wave Radar for Detecting and Recognizing Stationary and Moving Objects Against the Background of the Underlying Surface. IV All-Russ. Conf. "Radar and Radio Communication". Moscow, 2010, pp. 237–242. (In Russ.)
13. Danilov S. N. Algorithm for Tracking Air Objects with a Tracking Device in the Review Mode Based on the Approximation of the Uncertainty Region of the Estimated Parameters by the Smallest Ellipsoid. Radioengineering. 2006, no. 5–6, pp. 77–81. (In Russ.)
14. Pudovkin A. P., Danilov S. N., Panasyuk Yu. N. *Perspektivnye metody obrabotki informatsii v radiotekhnicheskikh sistemakh* [Promising Methods of Information Processing in Radio Systems]. SPb., *Ekspertnye resheniya*, 2014, 256 p. (In Russ.)
15. Naimov U. R. Estimation of the Coordinates of an Unmanned Aerial Vehicle Based on a Model of Maneuverable Movement. *Vestnik TSTU*. 2019, vol. 24, no. 2, pp. 236–239.

## Information about the author

**Umejan R. Naimov**, Dipl. Engineer in "Radiophysics and Electronics" (2010, Tajik National University), Assistant of the Department of Optics and Spectroscopy of the named university, Applicant of the Department of Radio Engineering of the Tambov State Technical University. The author of 15 scientific papers. Area expertise: optimization methods for radar tracking meters.

Address: Tambov State Technical University, 106 Sovetskaya St., Tambov 193232, Russia

E-mail: [umed87-88@mail.ru](mailto:umed87-88@mail.ru)

<https://orcid.org/0000-0001-5049-2777>

---

Радиолокация и радионавигация

УДК 621.396.962.2

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-2-63-72>

## Определение скорости движения и дальности быстро движущихся объектов в РЛС с непрерывным линейно-частотно-модулированным излучением с использованием автокорреляционной схемы

Н. В. Соколик✉

Войсковая часть 55060, Москва, Россия

✉ [sokolik777@mail.ru](mailto:sokolik777@mail.ru)

### Аннотация

**Введение.** Аппаратную основу современных систем помощи водителю (ADAS) обычно составляют радиолокационные станции миллиметрового диапазона, характеризующиеся относительно небольшой дальностью действия (единицы–десятки метров). В то же время повышение безопасности движения требует ее увеличения как минимум до нескольких сотен, и одним из путей достижения таких значений является увеличение длины волны зондирующего сигнала, например переход в сантиметровый диапазон длин волн. В статье приведено подробное описание основных этапов работы алгоритма обработки сигнала в макете маломощной радиолокационной станции (РЛС) системы ADAS сантиметрового диапазона, обеспечивающего определение скорости движения и дальности быстро движущихся объектов.

**Цель работы.** Разработка алгоритма оценки дальности и скорости движения целей в РЛС с широкополосным непрерывным линейно-частотно-модулированным (ЛЧМ) сигналом на базе автокорреляционной схемы в интересах повышения скорости формирования оценок для системы ADAS.

**Материалы и методы.** Предлагаемый алгоритм базируется на методах первичной и вторичной цифровой обработки радиолокационных сигналов. Для проведения практических исследований использовался макет РЛС сантиметрового диапазона, собранной по автокорреляционной схеме, с широкополосным непрерывным ЛЧМ зондирующим сигналом. Для обработки зарегистрированной выборки отсчетов принятого сигнала применялась среда MatLab.

**Результаты.** Разработан алгоритм, обеспечивающий определение скорости и дальности быстро движущихся объектов в условиях, когда их перемещение за интервал оценивания существенно превышает разрешение РЛС по дальности. Использование упрощенной калмановской фильтрации для межпериодной вторичной обработки сигнала позволило существенно повысить устойчивость работы алгоритма. В ходе натурного эксперимента с использованием макета маломощной РЛС с непрерывным излучением сантиметрового диапазона показано, что устойчивая оценка скорости движения и дальности реального автомобиля обеспечивается на расстоянии как минимум порядка одного километра.

**Заключение.** Результаты проведенного натурного эксперимента позволили сделать вывод о высокой робастности предложенного алгоритма даже при отсутствии межпериодной вторичной обработки. Ее использование позволяет еще больше повысить устойчивость работы алгоритма при практически полном отсутствии дополнительных вычислительных затрат, так как близкий к линейному характер динамики объекта наблюдения и автомобиля-носителя РЛС позволяет полагать достаточным использование упрощенной реализации фильтра Калмана в форме  $\alpha$ - $\beta$ -алгоритма.

**Ключевые слова:** ADAS, радиолокационная система, непрерывный линейно-частотно-модулированный сигнал, алгоритм обработки сигналов, автокорреляционная схема

**Для цитирования:** Соколик Н. В. Определение скорости движения и дальности быстро движущихся объектов в РЛС с непрерывным линейно-частотно-модулированным излучением с использованием автокорреляционной схемы // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 2. С. 63–72. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-2-63-72

**Конфликт интересов.** Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 31.01.2020; принята к публикации после рецензирования 19.03.2020; опубликована онлайн 29.04.2020



## Determination of Fast-Moving Object's Speed and Range with Linear Frequency Modulation Continuous Wave Radar Using Autocorrelation Scheme

Natal'ya V. Sokolik✉

Military unit 55060, Moscow, Russia

✉ sokolik777@mail.ru

### Abstract

**Introduction.** A hardware basis of modern Advanced Driver Assistance Systems (ADAS) consists of millimeter-range radars, characterized by a relatively short range (meters – tens of meters). At the same time, improving of traffic safety requires to increase the range at least to several hundred meters. The one way to achieve such values is to increase wavelength of a probing signal, to use the centimeter range of wavelengths, for example. The paper represents a detailed description of main steps of signal processing algorithm in the model of the ADAS low-power centimeter range radar, which provides fast-moving objects speed and range definition.

**Aim.** Development of an algorithm for estimating the range and the speed of targets by an autocorrelation radar with a wide-band continuous linear frequency modulation (linear FM) signal in order to increase the rate of the ADAS system estimates formation.

**Materials and methods.** The proposed algorithm is based on the methods of primary and secondary digital processing of radar signals. The model of a centimeter-range autocorrelation radar with a broadband continuous linear FM probing signal was used for practical researches. MATLAB software was used to process the received signal samples.

**Results.** The algorithm has been developed to determine the speed and the range of fast-moving objects in conditions when their movement during the evaluation interval significantly exceeds the radar range resolution. The use of simplified Kalman filtering for inter-period secondary signal processing allowed to increase significantly the stability of the algorithm. In a full-scale experiment using the low-power radar model with continuous radiation of the centimeter range, it was shown that a stable assessment of a real car speed and range was provided at a distance of at least about one kilometer.

**Conclusion.** The results of the field experiment make it possible to draw conclusions that the proposed algorithm is highly robust even in the absence of inter-period secondary processing. Its usage allows one to improve the stability of the algorithm without considerable additional computational costs. It is possible because near-linear dynamics of the observation object and of the radar carrier makes it sufficient to use a simplified implementation of Kalman filter in the form  $\alpha$ - $\beta$ -algorithm.

**Keywords:** ADAS, Radar System, Linear Frequency Modulation Continuous Wave Signal, Signals Processing Algorithm, Autocorrelation Circuit

**For citation:** Sokolik N. V. Determination of Fast-Moving Objects' Speed and Range with Linear Frequency Modulation Continuous Wave Radar Using Autocorrelation Scheme. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 2, pp. 63–72. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-2-63-72

---

**Conflict of interest.** Author declares no conflict of interest.

Submitted 31.01.2020; accepted 19.03.2020; published online 29.04.2020

---

**Введение.** По данным "Доклада о безопасности дорожного движения" ("Global Status Report on Road Safety") [1], выпускаемого Всемирной организацией здравоохранения, статистика смертности в результате дорожно-транспортных происшествий (ДТП) за 2018 г. в России составила 18 человек на 100 тысяч населения, тогда как для

экономически развитых стран Евросоюза смертность в результате ДТП значительно ниже. К примеру, во Франции этот показатель составляет 5.5, в Германии – 4.1, в Швеции – 2.8. Одной из основных причин ДТП является нарушение правил дорожного движения, а также недостаточная квалификация водителей.

Европейский опыт показывает, что эффективным средством повышения безопасности дорожного движения и снижения влияния человеческого фактора является активное внедрение систем помощи водителю ADAS (Advanced Driver Assistance System). Если раньше такие системы были доступны лишь на автомобилях премиум-класса, то сегодня внедряются повсеместно. В состав ADAS [2–4] входят системы, способные предупредить опасное сближение с другими участниками дорожного движения, в том числе такими малозаметными, как мотоциклисты, велосипедисты и пешеходы. Это система предупреждения об опасном сближении FCW (Front Collision Warning) и система предупреждения об опасном сближении с пешеходом PCW (Pedestrian Collision Warning).

Функции таких систем реализуются при помощи радиолокационной системы (РЛС), излучение которой, в отличие от оптического излучения, практически не поглощается атмосферой или туманом. Очевидными требованиями к такой РЛС являются качественное обнаружение и оценка параметров движения высокоскоростных объектов при малых массогабаритных характеристиках и низкой мощности потребления от бортовой сети автомобиля. Предлагается использовать РЛС с непрерывным линейно-частотно-модулированным (ЛЧМ) сигналом [5–8], в значительной мере удовлетворяющие перечисленным требованиям.

Современные РЛС такого типа позволяют относительно просто сформировать непрерывные ЛЧМ-сигналы с шириной спектра до сотен мегагерц и обеспечить их сжатие, достигнув за счет этого улучшения разрешения по дальности до нескольких десятков сантиметров. Это, в свою очередь, позволяет существенно повысить отношение уровня эхосигнала малогабаритного объекта к среднему уровню фоновых отражений. Однако при высокоскоростном сближении (до 100 м/с) время нахождения объекта наблюдения в элементе разрешения по дальности составляет единицы миллисекунд, что существенно затрудняет реализацию когерентного накопления его эхосигнала и, следовательно, повышения качества обнаружения и точности оценки параметров движения.

Как показано в [9], увеличение периода модуляции излучаемого непрерывного ЛЧМ-сигнала (от единиц миллисекунд для типовых современных радаров [10–12] до десятых долей секунды) в сочетании с методами двумерной согласованной фильтрации позволяет провести высокоточную

оценку дальности и параметров движения объектов на дальности в несколько сотен метров даже при незначительной средней мощности излучения (порядка 10 мВт). Однако недостатком способа, описанного в [9], являются высокие требования к производительности устройства обработки сигналов, приводящие к удорожанию системы.

Особенностью ЛЧМ-сигнала является возможность достаточно простого определения скорости изменения его частоты с использованием автокорреляционной схемы [13], что сопряжено с относительно небольшим объемом необходимых вычислений. Учитывая, что движение цели обуславливает появление дополнительной линейной частотной модуляции в ее эхосигнале [9], можно рассматривать автокорреляционную схему как один из вариантов построения устройства для получения оценок скорости и дальности.

**Цель статьи.** Разработка алгоритма оценки дальности и скорости движения целей в РЛС с широкополосным непрерывным ЛЧМ-сигналом на базе автокорреляционной схемы с целью повышения скорости формирования оценок для системы ADAS.

**Работа РЛС с непрерывным ЛЧМ-сигналом.** Структурная схема РЛС [14] представлена на рис. 1, где ПрУ – приемное устройство; ПдУ – передающее устройство; См – смеситель; ФНЧ – фильтр нижних частот; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; ЦОС – система цифровой обработки сигнала. Ее функционирование предполагает прием эхосигнала, перемножение в смесителе принятого сигнала с опорным и низкочастотную фильтрацию результата перемножения с последующим аналого-цифровым преобразованием. ЦОС осуществляет процедуру обнаружения и оценки параметров движения объектов в зоне обзора РЛС по полученным на выходе АЦП выборкам цифровых отсчетов демодулированного сигнала.

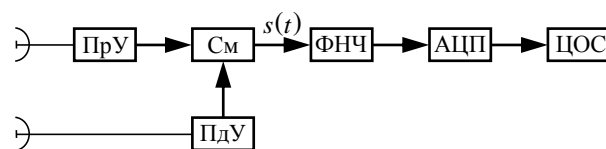


Рис. 1. Структурная схема РЛС с непрерывным ЛЧМ-сигналом

Fig. 1. Block diagram of the radar based on linear frequency modulation continuous wave signal

Излучаемый непрерывный ЛЧМ-сигнал в течение отдельного периода модуляции длительностью  $T$  описывается выражением [14]

$$s(t) = A \cos\left(2\pi f_0 t + bt^2/2 + \psi_0\right) + \eta(t),$$

где  $t \in [0; T]$ ;  $A$  – амплитуда сигнала;  $f_0$ ,  $\psi_0$  – его начальные частота и фаза соответственно;  $b = 2\pi\Delta f_c/T$  – коэффициент модуляции (скорость изменения частоты модулированного сигнала, где  $\Delta f_c$  – ширина спектра зондирующего сигнала);  $\eta(t)$  – реализация шума приемного устройства.

Принятый эхосигнал движущегося объекта после демодуляции и низкочастотной фильтрации описывается выражением

$$s(t) = A \cos\left[2\pi f_0 \tau(t) + b\tau(t)t - b\tau^2(t)/2 + \psi_0\right] + \eta(t), \quad (1)$$

где  $\tau(t) = 2R(t)/c$  – время задержки эхосигнала, обусловленное распространением до объекта и обратно ( $R(t)$  – закон изменения расстояния между РЛС и объектом;  $c$  – скорость света). Слагаемое  $b\tau^2(t)/2$  в дальнейшем не учитывается ввиду незначительности его вклада в результирующее значение фазы.

При ширине спектра сигнала в сотни мегагерц объект, движущийся со скоростью  $v_r$ , за интервал наблюдения  $T_H$  способен переместиться на расстояние, в несколько раз превышающее разрешение по дальности  $\Delta r$ :

$$v_r T_H \gg \Delta r = \frac{c}{2\Delta f_c}. \quad (2)$$

Так как длительность отдельного зондирования обычно не превышает сотен миллисекунд, можно полагать, что объект движется прямолинейно и равномерно ( $R(t) = R_0 + v_r t$ ). Тогда (1) можно переписать в виде

$$s(t) \approx A \cos\left(\theta_0 + \theta_1 t + \theta_2 t^2\right) + \eta(t),$$

где  $\theta_0 = (4\pi f_0 R_0)/c + \psi_0$  – неизвестная случайная начальная фаза сигнала, не зависящая от скорости движения объекта;  $\theta_1 = (2/c)(2\pi f_0 v_r + bR_0)$  и  $\theta_2 = 2bv_r/c$  – фазовые множители, определяемые расстоянием  $R_0$  и радиальной скоростью  $v_r$  объекта наблюдения соответственно.

Из оценок фазовых множителей  $\hat{\theta}_1$  и  $\hat{\theta}_2$  формируются

оценки радиальной скорости:

$$\hat{v}_r = c\hat{\theta}_2/(2b)$$

и дальности:

$$\hat{R}_0 = (c\hat{\theta}_1/2 - 2\pi f_0 \hat{v}_r)/b.$$

При автокорреляционной обработке оценка скорости изменения частоты ЛЧМ-сигнала формируется перемножением принятого сигнала с его задержанной комплексно-сопряженной копией:

$$\begin{aligned} \dot{s}_c(t) &= [\dot{s}(t) + \dot{\eta}(t)] [s^*(t-\tau) + \eta^*(t-\tau)] = \\ &= A^2 \exp\left\{j[(\theta_1 - \theta_2\tau)\tau + 2\theta_2\tau t]\right\} + \\ &+ A \exp\left[j(\theta_0 + \theta_1 t + \theta_2 t^2)\right] \eta^*(t-\tau) + \\ &+ A \exp\left\{-j[\theta_0 + \theta_1(t-\tau) + \theta_2(t-\tau)^2]\right\} \dot{\eta}(t) + \\ &+ \dot{\eta}(t) \eta^*(t-\tau). \end{aligned} \quad (3)$$

Здесь  $\dot{s}(t) = s(t) + j\text{Hi}\{s(t)\}$ ;  $\dot{\eta}(t) = \eta(t) + j\text{Hi}\{\eta(t)\}$ , где  $\text{Hi}\{\cdot\}$  – преобразование Гильберта.

На основании (3) формируется оценка квадратичного фазового множителя  $\theta_2$  в виде

$$\hat{\theta}_2 = \frac{2}{\tau} \arg \max_{\omega} \left( \int_0^T \dot{s}_c(t) \exp(-j\omega t) dt \right). \quad (4)$$

Практическая реализация процедуры (4) включает формирование комплексного дальностного портрета зоны обзора РЛС с последующим пошаговым выделением участков спектра с дискретно увеличивающимся смещением. Под зоной обзора РЛС здесь понимается сектор с угловым раскрытием  $15...20^\circ$ , ближней границей от 5 м, дальней – до 800 м. Задаваемая ширина выделяемых участков спектра определяется диапазоном изменения разностной частоты эхосигнала объекта, движущегося с максимальной допустимой скоростью, в течение отдельного периода зондирования. После выделения очередного участка спектра (по сути – полосовой фильтрации) сигнал поступает на вход автокорреляционной схемы, результатом обработки в которой является оценка радиальной скорости наблюдаемых высокоскоростных объектов в соответствии с (3) и (4). Оценка дальности до цели при этом определяется текущим смещением, или, иначе, нижней границей полосы частот выделяемого участка спектра эхосигнала.

**Алгоритм обработки сигнала. Первый этап.** Регистрация в запоминающем устройстве схемы

ЦОС отсчетов демодулированного сигнала с выхода АЦП в течение интервала наблюдения  $T_H \sim 1...2$  с (рис. 2):

$$s(i, n) = s(t_i - nT), \quad (5)$$

где  $t_i = i\Delta t = i/F_{\text{АЦП}}$  ( $i = \overline{1, N_r}$ ;  $N_r = F_{\text{АЦП}}T$ , где  $F_{\text{АЦП}} \geq 2f_{\text{НЧ}}$  – частота дискретизации АЦП;  $f_{\text{НЧ}} = R_{\text{max}}/C_r$  – частота среза фильтра нижних частот, значение которой определяется исходя из заданной дальней границы зоны обзора  $R_{\text{max}}$ ;  $C_r = cT/(2\Delta f_c)$  – коэффициент пересчета значений разностной частоты в соответствующие значения дальности до цели);  $n = \overline{1, N_t}$  ( $N_t = \text{int}\{T_H/T\}$  – целое число периодов излучения на интервале наблюдения).

*Второй этап.* Фильтрация пассивных помех путем режекции нулевых доплеровских составляющих. С этой целью над строками массива отсчетов сигнала (5) выполняется одномерное дискретное преобразование Фурье (ДПФ), в результате чего формируется комплексный доплеровский портрет зоны мониторинга  $\dot{S}_0 = F\{s_0\}$ . Частотным компонентам портрета, соответствующим нулевому доплеровскому сдвигу, присваи-

ваются нулевые значения:

$$\dot{S}_f(i, n) = \begin{cases} 0, & n = 0; \\ \dot{S}_0(i, n), & n \neq 0. \end{cases}$$

Обратные ДПФ строк доплеровского портрета  $\dot{S} = F^{-1}\{\dot{S}_f\}$  позволяют получить выборки комплексных отсчетов принятого сигнала с подавленными фоновыми шумами.

*Третий этап.* Формирование комплексного дальностно-временного портрета зоны обзора  $\dot{S}_r = F\{\dot{S}\}$  – двумерного массива комплексных отсчетов, столбцы которого представляют собой спектры эхосигналов за период зондирования, причем номера столбцов соответствуют номерам периодов зондирования. Комплексный дальностно-временной портрет (рис. 3) является результатом одномерного ДПФ столбцов массива  $\dot{S}$ , полученных после фильтрации выборок сигнала в каждом отдельном периоде зондирования.

*Четвертый этап.* Выделение эхосигналов наблюдаемых объектов. Процедура осуществляется пошагово. На каждом шаге фильтром со скачкообразно перестраиваемой полосой пропускания выделяется участок спектра разностных частот сигнала, ширина которого (и полоса пропускания фильтра)  $\Delta f_r = v_{r\text{max}}T/C_r$  определяется максимально воз-

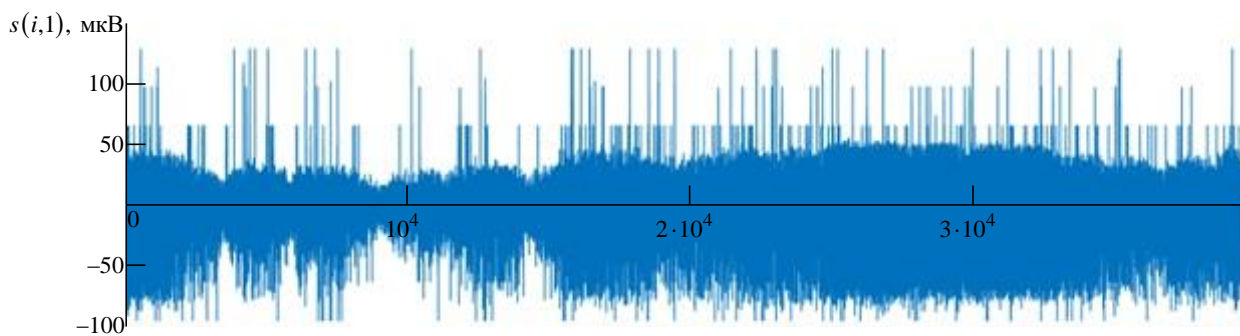


Рис. 2. Выборка отсчетов сигнала на выходе АЦП, зарегистрированного в первом периоде модуляции

Fig. 2. Sampling of the signal at the ADC output registered in the first modulation period

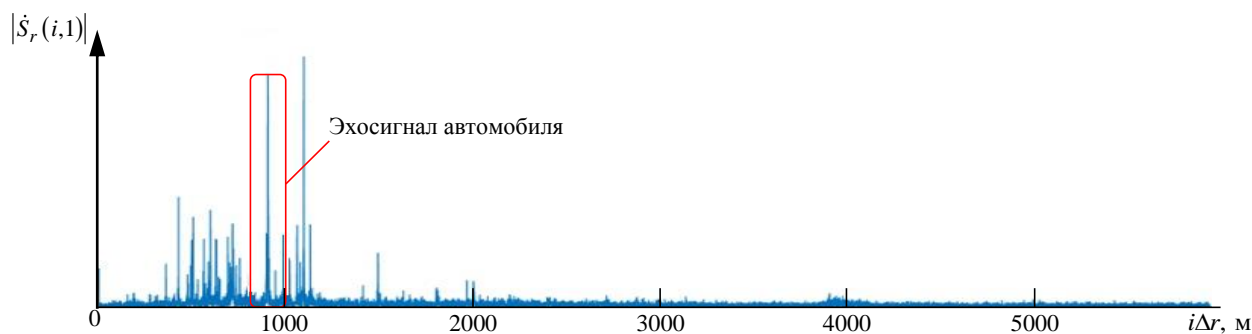


Рис. 3. Дальностный портрет зоны обзора в первом периоде модуляции

Fig. 3. The range image of the scanned area in the first modulation period



можным перемещением наблюдаемого объекта в течение периода зондирования. Нижняя граница полосы пропускания выделяющего фильтра (номер спектральной составляющей) на каждом  $k$ -м шаге определяется выражением  $n_{r_k} = \text{int} \{k\Delta R/\Delta r\}$ , где  $k = \overline{1, N_k}$ ,  $N_k = \text{int} \{R_{\text{max}}/\Delta R\}$ ;  $\Delta R \approx (0.01 \dots 0.5) v_{r_{\text{max}}} T$  – шаг определения дальности (задается на этапе определения требований к точности ее оценки). Количество дискретных компонентов частотного спектра, выделяемых фильтром, составляет  $M = \text{int} \{\Delta f_r C_r / \Delta r\}$ .

Выборка отсчетов отфильтрованного эхосигнала объекта наблюдения, находящегося в диапазоне дальностей  $k\Delta R \dots (k+1)\Delta R$ , формируется вычислением обратного ДПФ:

$$[\dot{S}_{\text{obj}}]_k = F^{-1} \left\{ [\dot{S}_{r_{\text{obj}}}]_k \right\},$$

где  $[\dot{S}_{r_{\text{obj}}}]_k$  – вектор, включающий  $M$  комплексных отсчетов спектра эхосигнала, выделяемых на  $k$ -м шаге, причем  $\dot{S}_{r_{\text{obj}}}\{m\} = \dot{S}_r\{n_{r_k} + m, n\}$ ,  $m = \overline{1, M}$  (рис. 4).

На каждом  $k$ -м шаге выборка отсчетов на выходе умножителя автокорреляционной схемы формируется следующим образом:

- создается комплексно-сопряженная копия выборки отфильтрованного эхосигнала наблюдаемого объекта;
- созданная копия смещается на время  $\tau$  относительно исходной сдвигом на  $n_{\text{obj}} = \text{int} \{\tau/\Delta t\}$  отсчетов вправо;
- исходная и комплексно-сопряженная выборки (рис. 5) поэлементно перемножаются:

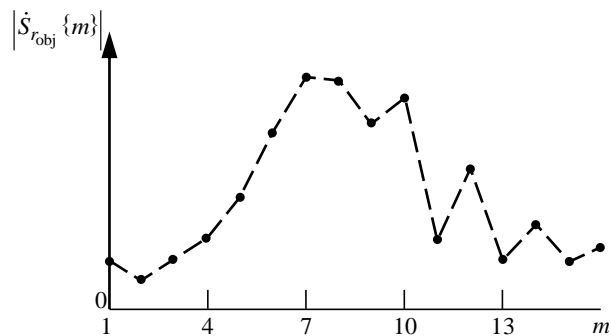


Рис. 4. Фрагмент спектра сигнала, содержащего составляющие эхосигнала автомобиля (см. рис. 3)

Fig. 4. Fragment of the signal spectrum containing the components of the car echo signal (see Fig. 3)

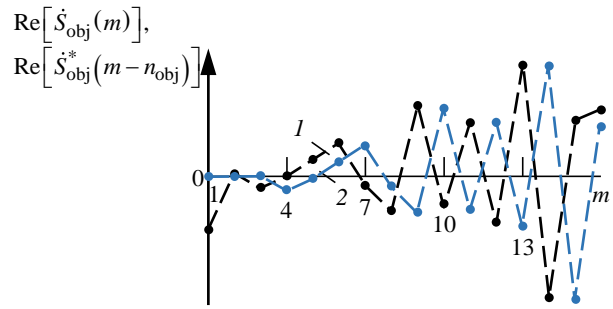


Рис. 5. Отсчеты отфильтрованного эхосигнала автомобиля (1) и его сдвинутой копии (2)

Fig. 5. Sampling of the filtered car echo signal (1) and its shifted copy (2)

$$[\dot{S}_{\text{AC}}]_k = \dot{S}_{\text{AC}}\{m, k\} = \dot{S}_{\text{obj}}\{m\} \times \dot{S}_{\text{obj}}^*\{m - n_{\text{obj}}\}.$$

*Пятый этап.* Оценка радиальной скорости и дальности до объекта. На пятом этапе последовательно выполняются процедуры: расчета огибающей ДПФ-образа полученной выборки  $[\dot{S}_{\text{AC}}]_k$ , сравнения значения максимума полученного образа с порогом обнаружения и, если этот порог превышен, оценивания положения максимума частотной выборки (рис. 6). Эта процедура эквивалентна (4) и позволяет произвести оценку, соответственно, радиальной скорости и дальности до объекта как

$$\hat{v}_{r_k} = \frac{M}{N_r} \frac{\Delta r}{2\tau} \arg \max_m \left( \left| F \left\{ [\dot{S}_{\text{AC}}]_k \right\} \right| \right);$$

$$\hat{R}_{0_k} = k\Delta R - \frac{C_r}{\Delta r} \frac{2\hat{v}_{r_k}}{\lambda},$$

где  $\lambda = c/f_0$  – длина волны зондирующего сигнала РЛС. При этом разрешающая способность РЛС по радиальной скорости зависит от периода модуляции сигнала:

$$\Delta v_r = \lambda/(2T). \quad (6)$$

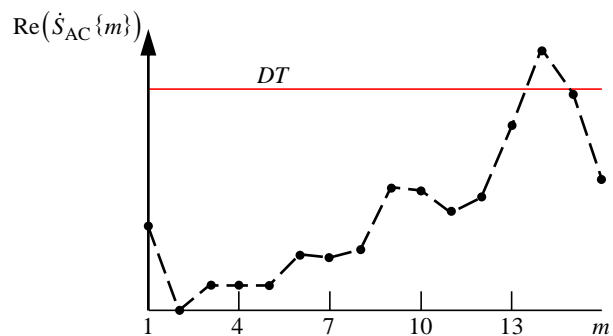


Рис. 6. Выборка отсчетов на выходе умножителя автокорреляционной схемы

Fig. 6. Sampling of the signal at the output of the autocorrelation circuit multiplier



Скорость сближения объекта наблюдения и автомобиля включает скорости движения этих объектов. Поэтому оценка реальной скорости объекта наблюдения может быть рассчитана как разность вектора радиальной скорости объекта и вектора собственной скорости автомобиля, полученной из данных бортового компьютера.

Рассмотренные этапы характеризуют предлагаемый вариант первичной обработки сигналов в рассматриваемой РЛС.

Основной задачей вторичной обработки является селекция истинных объектов на фоне ложных обнаружений. Учитывая, что длительность периода зондирования остается постоянной в течение всего интервала наблюдения, а взаимное сближение (удаление) объектов на автомобильной трассе происходит без скачкообразных изменений скорости, представляется целесообразным применение обычного  $\alpha$ - $\beta$ -фильтра [15, 16].

В этом случае уравнения экстраполяции и оценок параметров движения объекта наблюдения сводятся к системам вида

$$\begin{bmatrix} \hat{R}_{n+1|n} \\ \hat{v}_{n+1|n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{R}_{n-1|n-1} \\ \hat{v}_{n-1|n-1} \end{bmatrix}$$

и

$$\begin{bmatrix} \hat{R}_{n|n} \\ \hat{v}_{n|n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1-\alpha) & (1-\alpha)T \\ -\frac{\beta}{T} & (1-\beta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{R}_{n-1|n-1} \\ \hat{v}_{n-1|n-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{R}_{0k} \\ \hat{v}_{rk} \end{bmatrix},$$

где индексы  $n|n$  и  $n-1|n-1$  обозначают истинные значения переменных на  $n$ -м и предыдущем шаге фильтрации соответственно; индекс  $n+1|n$  – экстраполяцию значения на следующий шаг.

Коэффициенты усиления фильтра не зависят от шумов обзора и могут быть рассчитаны как

$$K_R = \frac{2(2k-1)}{k(k+1)} \text{ и } K_v = \frac{6}{k(k+1)T}$$

для дальности и скорости соответственно.

При проектировании РЛС выбор значений коэффициентов  $\alpha$  и  $\beta$  осуществляется исходя из дисперсий оценок дальности и скорости. В рассматриваемом случае, когда флуктуации этих величин являются довольно медленными, значения обоих коэффициентов целесообразно выбирать в диапазоне 0.5...0.8.

**Экспериментальные исследования.** В целях

проверки работоспособности алгоритма проведен натурный эксперимент с использованием реального автомобиля и РЛС с непрерывным линейно-частотным излучением сантиметрового диапазона (частота  $f_0 = 5.5$  ГГц, ширина спектра сигнала  $\Delta f = 500$  МГц, период модуляции  $T = 0.1$  с) при средней мощности излучения около 10 дБм и с разнесенными приемной и передающей антеннами с коэффициентами усиления 18 дБ. Частота дискретизации АЦП  $F_{АЦП} = 400$  Гц, разрядность 8 бит. РЛС в ходе эксперимента не перемещалась.

Так как целью натурального эксперимента с использованием макета РЛС являлась исключительно проверка работоспособности описанного алгоритма первичной обработки, обоснование характеристик РЛС, обеспечивающих достижение задаваемых при ее разработке показателей качества обнаружения, не проводилось.

После вычисления корреляционной суммы выборки сигнала и ее сдвинутой копии, порог обнаружения вычисляется по формуле

$$DT = K_D \sum_{m \in M} A_m / M,$$

где  $K_D = \pi \ln(F_D^{-1}) C(F_D, M) / 4$  – постоянная, значение которой выбирается исходя из уровня ложных тревог ( $F_D^{-1}$  – заданная вероятность ложной тревоги);  $A_m = \sqrt{A_{\text{obj}_m}^2 + A_{\text{obj}_{m-n_{\text{obj}}}}^2}$  – зна-

чение амплитуды корреляционной суммы  $m$ -го элемента фрагмента спектра сигнала. На рис. 6 приведен результат корреляционного суммирования отсчетов выборки сигнала  $\text{Re}(\dot{S}_{\text{obj}}\{m\})$ ,  $m=16$  и его сдвинутой копии  $\text{Re}(\dot{S}_{\text{obj}}^*\{m-n_{\text{obj}}\})$ ,  $n_{\text{obj}}=1$  и его сравнение с установленным порогом.

Строки диаграммы "наклонная дальность/радиальная скорость" (рис. 7) представляют собой огибающие спектров сигнала на выходе автокорреляционной схемы (рис. 8), полученных при различных смещениях полосы пропускания выделяющего фильтра. Из ее анализа следует, что максимальный уровень сигнала наблюдается на дальности 918 м при радиальной скорости около  $-10.6$  м/с, что близко к показанию спидометра автомобиля (около 40 км/ч). При реализации обработки зарегистрированного сигнала в среде MatLab суммарное время формирования диаграммы и получения оценок дальности и скоро-

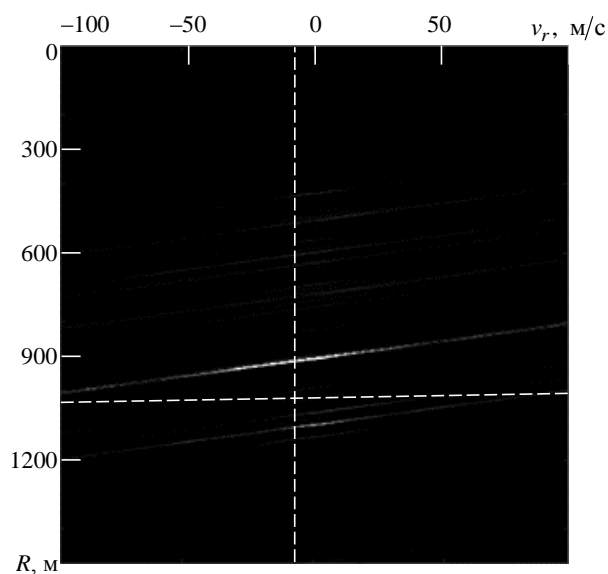


Рис. 7. Результирующая диаграмма "наклонная дальность/радиальная скорость"

Fig. 7. The resulting diagram "slant range/radial speed"

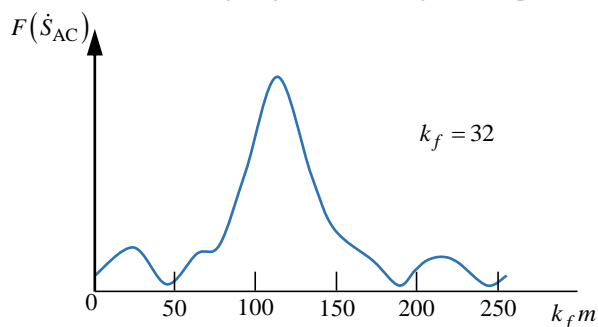


Рис. 8. Огибающая спектра сигнала на выходе автокорреляционной схемы

Fig. 8. Envelope of the signal spectrum at the output of the autocorrelation circuit

сти оказалось сопоставимым с длительностью интервала наблюдения (около 1.2 с). Очевидно, что обработка с использованием специализированного программного обеспечения будет возможна в реальном масштабе времени даже при использовании недорогих малогабаритных бортовых вычислительных устройств.

Исследование точностных характеристик РЛС с автокорреляционной схемой, учитывая нели-

нейный характер обработки, требует решения сложной статистической задачи и является темой отдельного исследования. Тем не менее приближительные оценки точности определения дальности и радиальной скорости будут сопоставимы с разрешающими способностями по соответствующим координатам, определенными с помощью (2) и (6) соответственно.

**Заключение.** Системы ADAS находят все более широкое применение в современном автомобилестроении, способствуя повышению безопасности дорожного движения. В качестве технической основы ряда систем ADAS предлагается использовать всепогодную малогабаритную РЛС с непрерывным ЛЧМ-излучением. Достоинствами РЛС этого типа являются достаточно высокое качество обнаружения и оценки параметров движения наблюдаемых объектов, небольшие массогабариты и низкое энергопотребление от бортовой сети. Применение разработанного алгоритма оценки дальности и скорости движения целей может значительно повысить скорость обработки информации в РЛС на основе автокорреляционной схемы с широкополосным непрерывным ЛЧМ зондирующим сигналом из состава ADAS.

В настоящей статье подробно описаны основные этапы алгоритма первичной обработки сигнала в РЛС с автокорреляционной схемой, приведены результаты натурального эксперимента, подтверждающие работоспособность алгоритма. Экспериментальные данные позволяют сделать вывод о высокой робастности разработанного алгоритма даже при отсутствии межпериодной обработки сигнала. Близкий к линейному характер динамики сближения РЛС с объектом наблюдения позволяет решить задачу вторичной обработки радиолокационной информации при помощи ординарного  $\alpha$ - $\beta$ -фильтра [16] с коэффициентами 0.5...0.8. Применение вторичной межпериодной обработки сигнала позволит дополнительно повысить устойчивость работы алгоритма при практически полном отсутствии дополнительных вычислительных затрат.

### Список литературы

1. Global Status Report on Road Safety 2018. URL: <https://www.github.org/resources/publications/global-status-report-on-road-safety-2018/> (дата обращения 20.11.2019)
2. Advanced Driver Assistance Systems. SAE Technical Paper 2016-28-0223 / A. Paul, R. Chauhan, R. Srivastava, M. Baruah. doi: 10.4271/2016-28-0223
3. Current Collision Mitigation Technologies for Ad-

- vanced Driver Assistance Systems – A Survey / U. Z. A. Hamid, K. Pushkin, H. Zamzuri, D. Gueraiche, M. A. A. Rahman // PERINTIS eJournal. 2016. Vol. 6, № 2. P. 78–90. URL: [https://www.researchgate.net/profile/Umar\\_Zakir\\_Abdul\\_Hamid/publication/311981545\\_Current\\_Collision\\_Mitigation\\_Technologies\\_for\\_Advanced\\_Driver\\_Assistance\\_Systems\\_-\\_A\\_Survey/links/586670d108ae329d62074a57.pdf](https://www.researchgate.net/profile/Umar_Zakir_Abdul_Hamid/publication/311981545_Current_Collision_Mitigation_Technologies_for_Advanced_Driver_Assistance_Systems_-_A_Survey/links/586670d108ae329d62074a57.pdf) (дата обращения 24.03.2020)

4. Ramnath C. P. Advanced Driver Assistance Systems (ADAS) // Intern. J. of Advanced Research in Electronics and Communication Engineering (IJARECE). 2015. Vol. 4, iss.10. P. 2616–2618. URL: <http://ijarece.org/wp-content/uploads/2015/10/IJARECE-VOL-4-ISSUE-10-2616-2618.pdf> (дата обращения 24.03.2020)
5. Peng Z., Portable Li C. Microwave Radar Systems for Short-Range Localization and Life Tracking: A Review // Sensors. 2019. Vol. 19, iss. 5. P. 1136. doi: 10.3390/s19051136
6. Комзалов А. М., Шилов Н. Г. Применение современных технологий в системах помощи водителю автомобиля // Изв. вузов. Приборостроение. 2017. Т. 60, № 11. С. 1077–1082. doi: 10.17586/0021-3454-2017-60-11-1077-1082
7. Levanon N., Mozeson E. Radar signals. 1<sup>st</sup> ed. Hoboken, NJ: John Wiley&Sons, 2004, 411 p.
8. Купряшкин И. Ф., Лихачев В. П., Рязанцев Л. Б. Малогабаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. М.: Радиотехника, 2020. 288 с.
9. Рязанцев Л. Б., Лихачев В. П. Измерение дальности и радиальной скорости объектов широкополосной РЛС с непрерывным линейным частотно-модулированным излучением в условиях миграции отметок по каналам дальности // Измерительная техника. 2017. № 11. С. 61–64.
10. Zaugg E. C., Edwards M. C., Margulis A. The Slim-SAR: a Small, Multi-Frequency, Synthetic Aperture Radar for UAS Operation // 9<sup>th</sup> IEEE Intern. Radar Conf. 2010. Washington, DC. 10–14 May 2010. Piscataway: IEEE, 2010. doi: 10.1109/RADAR.2010.5494612
11. Duersch M. I. BYU MICRO-SAR: A Very Small, Low-Power LFM-CW SAR: Master's Thesis. Brigham Young University. Provo, UT. 2004. URL: <https://scholarsarchive.byu.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=1727&context=etd/> (дата обращения 01.12.2019)
12. Малогабаритная двухдиапазонная РСА для беспилотного авиационного комплекса / А. В. Богомолов, И. Ф. Купряшкин, В. П. Лихачев, Л. Б. Рязанцев // Тр. XXIX Всерос. симп. "Радиолокационное исследование природных сред", Санкт-Петербург, 25–26 марта 2015 г. / ВКА им. А. Ф. Можайского. СПб., 2015. Вып. 11. С. 237–242.
13. Пат. RU 2635366 С1 (2006.01). Способ определения дальности и радиальной скорости цели в РЛС с непрерывным излучением и устройство его реализующее / И. Ф. Купряшкин, В. П. Лихачев, Л. Б. Рязанцев, В. В. Беляев; опубл. 13.11.2017. Бюл. № 32. 7 с.
14. Купряшкин И. Ф., Соколик Н. В. Алгоритм обработки сигналов в радиолокационной системе с непрерывным частотно-модулированным излучением в интересах обнаружения малозаметных воздушных объектов, оценки их дальности и скорости движения // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 1. С. 39–47. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-39-47
15. Кузьмин С. З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. Киев: Изд-во КВіЦ, 2000. 428 с.
16. Фарина А., Студер Ф. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей: пер. с англ. М.: Радио и связь, 1993. 320 с.

## Информация об авторе

**Соколик Наталья Валентиновна** – инженер по специальности "Сети связи и системы коммутации" (2001, Новочеркасский военный институт связи), начальник отдела войсковой части 55060, соискатель ученой степени кандидата технических наук в военном учебно-научном центре "Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина" (кафедра боевого применения средств РЭБ (с воздушно-космическими системами управления и наводящимся оружием)). Автор 29 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокационные системы, радиоэлектронные системы, обработка сигналов.

Адрес: Войсковая часть 55060, Москва, Россия

E-mail: [sokolik777@mail.ru](mailto:sokolik777@mail.ru)

## References

1. Global Status Report on Road Safety 2018. Available at: <https://www.github.org/resources/publications/global-status-report-on-road-safety-2018/> (accessed 20.11.2019)
2. Paul A., Chauhan R., Srivastava R., Baruah M. Advanced Driver Assistance Systems. SAE Technical Paper 2016-28-0223. doi: 10.4271/2016-28-0223
3. Hamid U. Z. A., Pushkin K., Zamzuri H., Gueraiche D., Rahman M. A. A. Current Collision Mitigation Technologies for Advanced Driver Assistance Systems – A Survey. PERINTIS eJournal. 2016, vol. 6, no. 2, pp. 78–90. Available at: [https://www.researchgate.net/profile/Umar\\_Zakir\\_Abdul\\_Hamid/publication/311981545\\_Current\\_Collision\\_Mitigation\\_Technologies\\_for\\_Advanced\\_Driver\\_Assistance\\_Systems\\_-\\_A\\_Survey/links/586670d108ae329d62074a57.pdf](https://www.researchgate.net/profile/Umar_Zakir_Abdul_Hamid/publication/311981545_Current_Collision_Mitigation_Technologies_for_Advanced_Driver_Assistance_Systems_-_A_Survey/links/586670d108ae329d62074a57.pdf) (accessed 24.03.2020)
4. Ramnath C. P. Advanced Driver Assistance Systems (ADAS). Intern. J. of Advanced Research in Electronics and Communication Engineering (IJARECE). 2015, vol. 4, iss. 10, pp. 2616–2618. Available at: <http://ijarece.org/wp-content/uploads/2015/10/IJARECE-VOL-4-ISSUE-10-2616-2618.pdf> (accessed 24.03.2020)
5. Peng Z., Li C. Portable Microwave Radar Systems for Short-Range Localization and Life Tracking: A Review. Sensors. 2019, vol. 19, iss. 5, p. 1136. doi: 10.3390/s19051136
6. Komzalov A. M., Shilov N. G. Application of Modern Technologies in Car Driver Assistance Systems. Journal of In-

strument Engineering. 2017, vol. 60, no. 11, pp. 1077–1082. doi: 10.17586/0021-3454-2017-60-11-1077-1082 (In Russ.)

7. Levanon N., Mozeson E. Radar signals. 1<sup>st</sup> ed. Hoboken, NJ, John Wiley&Sons, 2004, 411 p.

8. Kupryashkin I. F., Likhachev V. P., Ryazantsev L. B. *Malogabaritnye mnogofunktsional'nye RLS s neprelynym chastotno-modulirovannym izlucheniem* [Small-Sized Multifunction Radars with Continuous Frequency-Modulated Radiation]. Moscow, Radioengineering, 2020, 288 p. (In Russ.)

9. Ryazantsev L. B., Likhachyov V. P. Measuring the Range and Radial Velocity of Objects With a Broadband Linear Frequency Modulation Continuous Wave Radar in the Conditions of Migration of Marks Along the Range Channels. Measurement Equipment. 2017, no. 11, pp. 61–64. (In Russ.)

10. Zaugg E. C., Edwards M. C., Margulis A. The Slim-SAR: a Small, Multi-Frequency, Synthetic Aperture Radar for UAS Operation. 9th IEEE Intern. Radar Conf. 2010.10–14 May 2010, Washington, DC. Piscataway, IEEE, 2010. doi: 10.1109/RADAR.2010.5494612

11. Duersch M. I. BYU MICRO-SAR: A Very Small, Low-Power LFM-CW SAR: Master's Thesis. Brigham Young University. Provo, UT. 2004. Available at: <https://scholarsarchive.byu.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=1727&context=etd/> (accessed 01.12.2019)

12. Bogomolov A. V., Kupryashkin I. F., Likhachev V. P., Ryazantsev L. B. Small-Sized Dual-Band SAR for an Unmanned Aircraft Complex. Proc. of the XXIX All-Russ. symp. "Radar research of natural environments". March 25–26, 2015, St Petersburg. SPb., 2015, vol. 11, pp. 237–242. (In Russ.)

13. Kupryashkin I. F., Likhachev V. P., Ryazantsev L. B., Belyaev V. V. Pat. RF 2635366 C1 (2006.01). A Method for Determining the Range and Radial Velocity of a Target in a Continuous-Wave Radar and a Device for Realizing It. Publ. 13.11.2017. 7 p. (In Russ.)

14. Kupryashkin I. F., Sokolik N. V. Algorithm of Signal Processing in the Radar System with Continuous Frequency Modulated Radiation for Detection of Small-Sized Aerial Objects, Estimation of Their Range and Velocity. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 1, pp. 39–47. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-39-47 (In Russ.)

15. Kuz'min S. Z. *Tsifrovaya radiolokatsiya. Vvedenie v teoriyu* [Digital Radar. Introduction to the Theory]. Kiev, *Izd-vo KVITs*, 2000, 428 p. (In Russ.)

16. Farina A., Studer F. A. Radar Data Processing. Vol. 1. Introduction and Tracking. Research Studies Press LTD, 1985, 325 p.

### Information about the author

**Natal'ya V. Sokolik**, Dipl.-engineering on communication networks and switching systems (2001, Novocherkassk Military Communications Institute), Chief of the Department of the Military Unit 55060. Applicant for the Degree of Cand. Sci. in Military Educational and Scientific Center of the Air Force "N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin Air Force Academy" (the Department of Combat Use of Electronic Warfare Systems (with Aerospace Control Systems and Guided Weapons)). The author of 29 scientific publications. Area of expertise: radar systems; radioelectronic systems; signal processing.

Address: Military Unit 55060, Moscow, Russia

E-mail: sokolik777@mail.ru

---

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн

УДК 681.786.2

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-2-73-81>

## Приемное устройство прецизионного импульсного лазерного дальномера

В. А. Головков<sup>✉</sup>, Н. И. Потапова, П. Н. Руденко, Б. Г. Страдов, С. В. Телятников

АО "Научно-исследовательский институт оптико-электронного приборостроения",  
Сосновый Бор, Россия

<sup>✉</sup>golovkov\_ggg@mail.ru

### Аннотация

**Введение.** В настоящее время наибольшей точностью оценки дальности обладают лазерные дальномеры, использующие фазовые методы измерения, оценивающие дальности с точностью до единиц миллиметров. Однако эти методы пригодны для оценки дальности только до малоподвижных объектов и не работоспособны в условиях быстро изменяющейся фоновой обстановки. В этой связи необходима разработка и расчет характеристик приемных частей прецизионного импульсного лазерного дальномера, использующего созданные лазерные источники излучения с длительностью зондирующих импульсов в единицы наносекунд. Такой дальномер позволит добиться высокой точности оценки дальности, приближающейся по точности к параметрам фазовых дальномеров, для высокодинамичной фоновой обстановки.

**Цель работы.** Разработка приемной части импульсного лазерного дальномера с прецизионными характеристиками; определение точности его измерений; описание его аппаратного обеспечения.

**Материалы и методы.** Рассмотрено построение приемной части прецизионного импульсного лазерного дальномера с двухшкальной цифровой системой оценки дальности, реализуемой подсчетом импульсов тактового генератора и аналоговым интегратором, уточняющим дискретную оценку дальности. С использованием аппарата математической статистики определены энергетические характеристики дальномера: точность оценки дальности и вероятность ложной тревоги, обеспечиваемые разработанной схемой. Описано аппаратное обеспечение прецизионного лазерного дальномера.

**Результаты.** Приведены принципы реализации приемной части лазерного дальномера с двухшкальной цифровой системой оценки дальности до объекта. Получены результаты численного моделирования характеристик дальномера, подтверждающие точность оценки дальности порядка миллиметров. В реализованной схеме дальномера вероятность ложной тревоги составила  $10^{-4}$  при наблюдении реализации смеси сигнала с шумом в продолжение 200 с. Предложено аппаратное обеспечение прецизионного лазерного дальномера с цифровой двухшкальной оценкой дальности.

**Заключение.** Реализованный лазерный дальномер по потенциальной точности оценки дальности до объекта порядка миллиметров приближается к возможностям фазовых лазерных дальномеров, при этом реализует указанный параметр в условиях быстро изменяющейся фоновой обстановки. Использование коротких зондирующих импульсов длительностью 10...20 нс позволяет добиться разрешающей способности до 1.5 м. В отличие от фазовых дальномеров дальность может быть оценена по одному зондирующему импульсу.

**Ключевые слова:** дальномер, лавинные фотодиоды, инфракрасный диапазон, объектив, зондирующий импульс, отношение сигнал/шум, пороговый уровень, грубая и точная шкала дальности

**Для цитирования:** Приемное устройство прецизионного импульсного лазерного дальномера / В. А. Головков, Н. И. Потапова, П. Н. Руденко, Б. Г. Страдов, С. В. Телятников // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 2. С. 73–81. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-2-73-81

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 24.01.2020; принята к публикации после рецензирования 28.02.2020; опубликована онлайн 29.04.2020



## Receiving Device of a Precision Pulsed Laser Range Finder

Vladimir A. Golovkov✉, Nina I. Potapova, Petr N. Rudenko,  
Boris G. Stradov, Stanislav V. Teliatnikov

JSC "Scientific Research Institute for Optoelectronic Instrument Engineering",  
Sosnovy Bor, Russia

✉ golovkov\_ggg@mail.ru

### Abstract

**Introduction.** At present the most accurate estimate of ranges is specific to laser range finders using phase measuring techniques. Design of a pulsed laser range finder with short probe pulses enabling one to gain high resolution and accuracy of estimate of target range close to the phase range finders is the topical problem.

**Aim.** Development of a receiving part of the pulsed laser rangefinder with precision characteristics; determination of the accuracy of the measurements; description of the hardware.

**Materials and methods.** The construction of the receiving part of the precision pulsed laser rangefinder with a two-scale digital range estimation system implemented by counting clock generator pulses and an analog integrator that specifies the discrete range estimation was considered. Using the methods of mathematical statistics, the energy characteristics of the rangefinder were determined: the accuracy of the range estimation and the probability of false alarm were provided by the developed scheme. The hardware of the precision laser rangefinder was described.

**Results.** The principles of implementation of the receiving part of the laser rangefinder with a two-scale digital system for estimating the distance to the object were given. The results of numerical simulation of rangefinder characteristics were obtained, confirming the accuracy of range estimation of the order of millimeters. In the implemented rangefinder scheme, the probability of false alarm was  $10^{-4}$  during 200 s of observing signal and noise mixture. The hardware of the precision laser rangefinder with a digital two-scale range estimation was proposed.

**Conclusion.** The implemented laser range finder approaches to the capabilities of phase laser rangefinders in terms of potential accuracy of distance up to millimeters, while implementing the specified parameter in rapidly changing phono-target environment. Using of short probing pulses with a duration of 10...20 ns allows one to achieve a resolution of up to 1.5 m. In contrast to the phase rangefinder the range can be estimated from a single probe pulse.

**Keywords:** range finder, avalanche photodiodes, infrared range, lens, probing pulse, signal-to-noise ratio, threshold level, rough and accurate range scale

**For citation:** Golovkov V. A., Potapova N. I., Rudenko P. N., Stradov B. G., Teliatnikov S. V. Receiving Device of a Precision Pulsed Laser Range Finder. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 2, pp. 73–81. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-2-73-81

---

**Conflict of interest.** Authors declare no conflict of interest.

Submitted 24.01.2020; accepted 28.02.2020; published online 29.04.2020

---

**Введение.** В настоящее время наибольшей точностью оценки дальности обладают лазерные дальнометры, использующие фазовые методы измерения, для которых этот параметр составляет единицы миллиметров. Например, известны геодезические лазерные дальнометры, или лазерные рулетки, измеряющие расстояние до объекта с точностью до 1 мм [1]. В таких устройствах результат измерения дальности формируется на основании

оценки разности фаз амплитудно-модулированных зондирующего и отраженного оптических сигналов, поэтому фазовые методы пригодны для оценки дальности лишь до малоподвижных объектов и не могут работать в условиях быстро меняющейся фоновой обстановки.

Актуальной задачей является построение импульсных лазерных дальнометров (ИЛД), использующих короткие зондирующие импульсы, поз-

воляющих добиться высокой точности оценки дальности до объекта, приближающихся по точности к фазовым дальномерам. В таких устройствах могут использоваться созданные в настоящее время лазерные источники излучения с длительностью зондирующих импульсов в единицы наносекунд [2]. Поэтому актуальной задачей является разработка и анализ приемного узла прецизионного импульсного лазерного дальномера.

**Цель работы.** Разработка приемной части ИЛД с прецизионными характеристиками; определение точности его измерений; описание его аппаратного обеспечения.

**Материалы и методы.** В качестве фотоприемных устройств (ФПУ) [3] в ИЛД с высокой разрешающей способностью и чувствительностью целесообразно использовать лавинные фотодиоды с наличием, при необходимости, после них встроенных гибридных операционных усилителей и цифровой обработкой принимаемых выходных сигналов ФПУ. Из доступных отечественных ФПУ на базе германиевых лавинных фотодиодов можно упомянуть лавинные фотодиоды, например ЛФДГ-70, ЛФДГ-150, ФПУ-35. Некоторые из них, например ФПУ типа ЛФДГ, предназначены для работы в волоконно-оптических линиях связи, но могут быть использованы и при построении импульсных лазерных дальномеров. Чувствительность отечественных лавинных фотодиодов составляет приблизительно 25...35 А/Вт.

Из зарубежных ФПУ высокие параметры при приеме сигналов обеспечивают, например, ФПУ С30659-1060-3А с гибридным предусилителем, а также ФПУ фирмы "Hamamatsu" S11519-10. ФПУ С30659-1060-3А имеет чувствительность 450 кВ/Вт на длине волны 900 нм.

Рабочая длина волны лазерных дальномеров  $\lambda = 1.06$  мкм определяется рабочей длиной волны серийно производимых и широко применяемых лазеров. Это, например, лазеры, в которых в качестве активного элемента используется алюмоиттриевый гранат, легированный ионами неодима.

Время отклика лавинных фотодиодов составляет менее 2 нс, что позволяет осуществлять оценку дальности до неоднородностей атмосферы или объектов с высокой точностью.

Для измерения расстояния до объекта с высоким разрешением длительность зондирующего импульса выбирается не превосходящей 20 нс. Необходимо отметить, что лавинные фотодиоды способны принимать импульсы указанных длительности и длины волны.

Лазерный импульс длительностью 20 нс имеет в пространстве вдоль оси распространения протяженность около 6 м. Это приводит к так называемому нестационарному облучению неоднородности атмосферы или другого объекта [4], имеющего радиальные размеры в несколько десятков метров. В этом случае длительность отраженного от объекта импульса увеличивается, а его форма становится неизвестной. Малогабаритные беспилотные летательные аппараты, напротив, в большинстве случаев могут рассматриваться как точечные объекты. В этих условиях временное положение принимаемых отраженных импульсов отсчитывается от их переднего фронта, в отличие от радиолокации, где оно оценивается по максимуму сигнала на выходе согласованного фильтра или по координате центра тяжести принимаемого сигнала. Расстояние до цели измеряется цифровым способом, путем подсчета импульсов высокостабильных тактовых кварцевых генераторов, укладываемых в интервале от переднего фронта зондирующего импульса до переднего фронта принятого импульса, отраженного от объекта. При этом одной из проблем является необходимость создания высокостабильного тактового генератора и счетчика импульсов высокой частоты. В настоящее время можно использовать ультрапрецизионные термостатированные кварцевые генераторы фирмы "Морион", диапазон частот которых до 100 МГц, например ГК200ТС [5]. Использовать более высокие тактовые частоты, на наш взгляд, нецелесообразно, поскольку указанное значение является верхним пределом работоспособности интегральных микросхем типа КМОП или ТТЛ. Более высокие тактовые частоты потребуют использования ЭСЛ-логики, согласования уровней сигнала и напряжения питания.

При подсчете количества импульсов тактового генератора, размещающихся между зондирующим импульсом лазера и отраженным от объекта импульсом, младшие разряды кода могут формироваться микросхемами двоичных счетчиков серии КМОП или ТТЛ. Старшие разряды кода дальности в этом случае могут формироваться в микроконтроллере или ПЛИС. При обнаружении отраженного импульса счет прекращается и младшие разряды двоичных счетчиков через интерфейс микропроцессора считываются в контроллер. Тактовая частота 100 МГц ограничивает точность измерения дальности за счет шума дискретизации.

Для увеличения точности следует прибегать к другим способам или использовать вторую, точную шкалу измерения дальности.

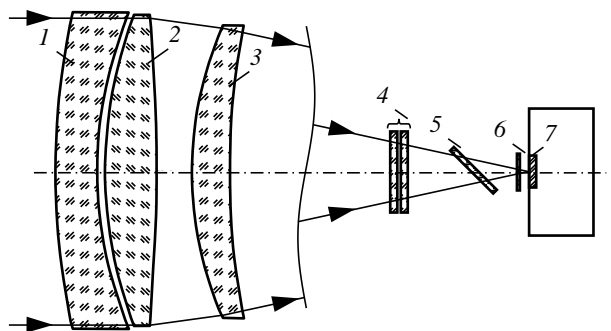
В АО "Научно-исследовательский институт оптико-электронного приборостроения" разработано и реализовано приемное устройство прецизионного ИЛД для использования в атмосфере на высотах выше 10 000 м. ИЛД рассчитан на измерение расстояния на дистанциях до  $R_d = 200$  км до целей с эффективной площадью рассеяния (ЭПР)  $S_{ц} = 0.1 \text{ м}^2$ . Указанная дистанция до объектов характерна для работы дальномера в высоких слоях атмосферы, где можно не учитывать влияние атмосферной рефракции излучения.

Приемное устройство лазерного дальномера рассчитано на работу с лазером со следующими параметрами:

- длительность оптического импульса  $\tau_{и} = 20 \text{ нс}$ ;
- энергия зондирующего импульса  $E = 0.5 \text{ Дж}$ ;
- угол расходимости лазерного луча (половинный)  $\nu = 4.8 \cdot 10^{-6} \text{ рад}$ ;
- коэффициент пропускания системы излучателя  $\rho_1 = 0.8$ .

На рисунке приведена оптическая схема приемного устройства дальномера. Объектив, обеспечивающий прием отраженного от объекта лазерного излучения, состоит из линз 1, 2, 3 и характеризуется следующими параметрами:

- диаметр входной апертуры объектива  $D = 0.25 \text{ м}$ ;



Оптическая схема приемного канала лазерного дальномера: 1, 2, 3 – линзы объектива; 4 – клинья блока юстировки; 5 – светоделительная пластина; 6 – оптический фильтр; 7 – лавинный фотодиод

The optical scheme of the receiving channel of the laser rangefinder: 1, 2, 3 – objective lenses; 4 – wedges of the alignment unit; 5 – beam splitter plate; 6 – optical filter; 7 – avalanche photodiode

- коэффициент пропускания объектива  $\rho_2 = 0.8$ .

Диаметр входной апертуры разработанного для дальномера объектива обеспечивает измерения на больших дальностях при имеющейся чувствительности ФПУ и энергии зондирующего лазерного излучения. Разработка объектива основана на принципе композиции оптических систем [6], примененном авторами настоящей статьи для оптических систем видимого и ближнего инфракрасного диапазонов [7, 8]. Поле зрения объектива составляет  $16.5'$ . Относительное отверстие объектива 1:2.5. Рабочие длины волн объектива  $\lambda = 1.06$  и  $0.67 \text{ мкм}$ . Клинья блока юстировки 4 используются для юстировки оптической системы. Часть излучения с длиной волны  $0.67 \text{ мкм}$ , отводимая светоделительной пластиной 5, используется для работы контрольно-юстировочной аппаратуры. Излучение с длиной волны  $1.06 \text{ мкм}$ , пропущенное пластиной 5, поступает на фотоприемник 7, размещенный в фокальной плоскости объектива и принимающий сигнал, отраженный от объекта. Перед фотоприемником устанавливается оптический фильтр 6, отсекающий видимую область спектра, а также служащий для уменьшения фоновой засветки.

Для реализации приемного устройства лазерного дальномера с перечисленными ранее характеристиками в качестве ФПУ был использован лавинный фотодиод С30659-1060-3А со следующими параметрами [9]:

- выходное спектральное напряжение  $S_n = 25 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ ;
- энергетическая полоса пропускания ФПУ  $\Delta f = 50 \text{ МГц}$ ;
- энергетическая чувствительность для излучения с длиной волны  $\lambda = 1.06 \text{ мкм}$   $S_p = 280 \text{ кВ/Вт}$ ;
- выходное сопротивление  $R = 50 \text{ Ом}$ .

Будем считать, что форма зондирующего импульса близка к гауссовской (колоколообразной) и описывается как

$$S(t) = A \exp\left(-\pi t^2 / \tau_{и}^2\right),$$

где  $A$  – амплитуда;  $\tau_{и}$  – длительность сигнала на уровне 0.46 [4]. Это близко к реальным характеристикам излучателя, к тому же позволяет упростить расчеты. Спектральная плотность такого импульса:



$$F(j\omega) = A\tau_{\text{и}} \exp\left(\frac{\omega^2 \tau_{\text{и}}^2}{2\pi}\right).$$

Тогда, учитывая равенство [10]

$$F(j\omega) = \sqrt{\pi/\alpha} \exp\left(\frac{\omega^2}{4\alpha}\right),$$

получим энергетическую ширину полосы фильтра:

$$\Delta f_{\text{э}} = \sqrt{\alpha/\pi} = 1/\tau_{\text{и}}, \quad (1)$$

где  $\alpha = \pi/\tau_{\text{и}}^2$ . Далее, используя [10], получим нормированную корреляционную функцию шума на выходе согласованного фильтра  $\rho(\tau) = \exp(-\alpha\tau_{\text{и}}^2)$ . Из (1) следует, что выбранное ФПУ согласовано с длительностью сигнала. Вторая производная корреляционной функции шума в нулевой точке, характеризующая второй центральный момент спектральной плотности шума, определяется как  $-\rho''(0) = 2\alpha$ .

Мощность принимаемого отраженного от объекта сигнала ( $P_{\text{пр}}$ ) можно рассчитать при условии наблюдения удаленного объекта, когда вся его поверхность засвечена, а объект является изотропным отражателем. Используя [11] и учитывая потери оптического излучения в атмосфере:

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{изл}}\rho_1\rho_2 D^2 S_{\text{ц}} \exp(-2kR_{\text{д}})}{4\pi v^2 R_{\text{д}}^4}, \quad (2)$$

где  $P_{\text{изл}}$  – импульсная мощность лазера;  $k$  – спектральный коэффициент ослабления атмосферы. На высоте 10 000 м при длине волны  $\lambda = 1.06$  мкм можно принять  $k = 2.72 \cdot 10^{-4}$  в условиях тропиков и средних широт без учета аэрозольного рассеяния излучения [12]. Отношение сигнал/шум на выходе ФПУ  $Q = 10$  считается типичным рабочим для лазерных дальномеров [13].

Расчет ЭПР объекта измерения можно произвести по методике численного моделирования диффузно отражающих объектов сложной формы [14]. Окончательно из (2) получим  $P_{\text{пр}} \approx 3$  Вт.

Тогда энергия принимаемого на входе фотоприемника сигнала  $E = P_{\text{пр}}\tau_{\text{и}} \approx 7 \cdot 10^{-16}$  Дж. Напряжение на выходе ФПУ при наличии сигнала  $U_{\text{с}} = P_{\text{пр}}S_{\text{р}} = 1.1 \cdot 10^{-2}$  В, мощность шума на выходе ФПУ  $P_{\text{ш}} = S_{\text{н}}^2 \Delta f = 1.1 \cdot 10^{-2}$  Вт. Действующее

напряжение шума на выходе ФПУ  $U_{\text{ш}} = \sqrt{P_{\text{ш}}R} = 1.2 \cdot 10^{-3}$  В. Отсюда отношение сигнал/шум на выходе ФПУ  $Q = U_{\text{с}}/U_{\text{ш}} = 10$ .

Таким образом, отношение сигнал/шум на выходе ФПУ при принятой достаточно большой дистанции соответствует рабочему отношению для лазерных дальномеров. Полученная оценка справедлива только для больших высот, на которых происходят оптико-электронные астрофизические наблюдения на больших дистанциях [15]. При работе таких систем на больших дистанциях в атмосфере будет влиять рефракция оптического луча [16]. С уменьшением высоты начнет проявляться эффект турбулентности атмосферы, для лазерных дальномеров рассмотренный, например, в [17].

При анализе приемного блока необходимо рассчитать пороговый уровень на выходе ФПУ, превышение которого приводит к фиксации поступления сигнала, так как обнаружение сигнала осуществляется по общепринятому критерию Неймана–Пирсона [4]. Напряжение с выхода усилителя подается на компаратор. При превышении порогового уровня фиксируются обнаружение сигнала и оцениваются его параметры.

Считая, что на выходе ФПУ шум нормализован, используя теорию выбросов случайных процессов, получим среднее число пересечений порогового уровня  $H$  с положительной производной в отсутствие входного излучения [4]:

$$N(H) = \frac{T_{\text{н}}}{2\pi} \sqrt{-\rho''(0)} \exp\left(\frac{H^2}{2\sigma^2}\right), \quad (3)$$

где  $T_{\text{н}}$  – время наблюдения;  $\sigma^2$  – дисперсия помехи.

В приемной части дальномера реализована схема типа "следающий порог". Для этого на выходе ФПУ установлен фильтр нижних частот (ФНЧ) с диодом, отсекающим напряжение отрицательной полярности. В этом случае среднее значение напряжения на выходе ФНЧ составляет  $U = 0.4\sigma$  [18]. Для достижения вероятности ложной тревоги  $P_{\text{л.т}} \leq 10^{-4}$  за время наблюдения  $T_{\text{н}} = 200$  с на выходе ФНЧ включен операционный усилитель с коэффициентом усиления  $K \approx 20$ .

Введем значение порога, нормированное на среднеквадратическое отклонение (СКО) шума  $\mu_0 = H/\sigma$  [4]. Из (3) получим:

$$\mu_0 = 2 \ln \left[ \frac{\sqrt{-\rho''(0)} T_{\text{н}}}{2\pi P_{\text{л.т}}} \right].$$

Для  $P_{л.т} = 10^{-4}$  получим  $\mu_0 = 7.9$ . Если коэффициент усиления операционного усилителя понизить до  $K \approx 17$ , то в среднем ложная тревога и вызванная этим неправильная оценка дальности будут происходить один раз за 200 с.

Для измерения дальности в предложенной схеме дальномера используется двухшкальная, грубая и точная, система измерения. Грубое измерение дальности осуществляется с использованием генератора NT3631A, формирующего импульсы с тактовой частотой 16 МГц (период  $T_0 = 62.5$  нс). Отклонение частоты генератора при нестабильности напряжения питания  $\pm 5\%$  не превосходит  $\pm 0.3$  Гц. Таким образом, частота генератора изменяется в пределах  $16 \pm 0.3 \cdot 10^{-6}$  МГц, а период частоты ( $T_0$ ) может изменяться от 62.499998 до 62.500002 с. Отсюда максимальная разница в периодах частот за счет возможной нестабильности составит  $\Delta T = \pm 0.2 \cdot 10^{-5}$  нс. Нетрудно показать, что при максимальном удалении объекта порядка нескольких сотен километров наибольшая ошибка в оценке дальности при условии долговременного ухода частоты тактового генератора составит не более нескольких миллиметров. Таким образом, нестабильность частоты тактового генератора практически не должна сказываться на результате измерения.

Определим дискретность измерения расстояния при приеме отраженного импульса за счет грубой шкалы:  $\Delta R = (T_0/2)c = 9.4$  м, где  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с – скорость света.

Дисперсия оценки времени, проводимой по грубой шкале, с учетом равномерной плотности вероятности времени прихода отраженного импульса определяется выражением [19]

$$\sigma_t^2 = 2(T_0^2/12) = 0.65 \cdot 10^{-15} \text{ с}^2. \quad (4)$$

Коэффициент 2 в (4) введен для учета измерения временного положения зондирующего импульса аналогично измерению положения отраженного импульса. СКО оценки времени составит  $\sigma_t = 0.25 \cdot 10^{-7}$  с. Тогда дисперсия оценки дальности грубой шкалой составит

$$\sigma_R^2 = (c^2/4)\sigma_t^2 = 14.6 \text{ м}^2.$$

СКО измерения дальности по грубой шкале составит  $\sigma_R = 3.8$  м. Вторая, точная, шкала осно-

вана на измерении заряда прецизионного конденсатора в промежутке между импульсами грубой шкалы. Накопленное напряжение лежит в пределах от 0 до 3 В. При приходе отраженного импульса заряд конденсатора прекращается и накопленное на нем напряжение измеряется. Точность измерения определяется 12-разрядным прецизионным однополярным аналого-цифровым преобразователем (АЦП). Таким образом, шкала имеет  $n = 4096$  уровней. За счет дискретности АЦП дистанция между его соседними уровнями составляет  $\Delta R_0 = \Delta R/n = 2.3$  мм.

Дисперсия оценки измерения дальности по точной шкале с учетом равномерной плотности вероятности времени прихода отраженного импульса между уровнями АЦП составит:

$$\sigma_{R_0}^2 = 2(\Delta R_0^2/12) = 0.88 \text{ мм}^2. \quad (5)$$

Коэффициент 2 в (5) имеет тот же смысл, что и для (4). СКО оценки дистанции точной шкалы  $\sigma_{R_0} = 0.94$  мм. Таким образом, погрешности, выражаемые ошибками при измерении дистанции до объекта с заданным ЭПР и вносимые шумом ФПУ, шумом дискретизации, шумом, вызванным нестабильностью генератора тактовой частоты, очень малы. Основная ошибка будет аппаратной и состоять в нестабильности оценки времени пересечения порогового уровня смесью сигнала и шума.

**Результаты.** В настоящей статье представлены принципы реализации приемной части ИЛД с двухшкальной цифровой системой оценки дальности до объекта. Получены результаты численного моделирования характеристик дальномера, подтверждающие точность оценки дальности порядка миллиметров. Вероятность ложной тревоги, определяемая шумами ФПУ, в представленной схеме дальномера составляет  $10^{-4}$  при наблюдении реализации смеси сигнала с шумом в течение 200 с. Аппаратное обеспечение реализованного прецизионного ИЛД базируется на использовании лавинного фотодиода и цифровой системы измерения дальности на основе подсчета тактовых импульсов прецизионного генератора и аналогового интегратора, уточняющего дискретную оценку дальности.

**Заключение.** Реализованный ИЛД по достигнутой точности оценки дальности до объекта порядка миллиметров приближается к потенциальным возможностям точных фазовых лазерных дальномеров, обеспечивая оценку дальности по

одному зондирующему импульсу в условиях быстро изменяющейся фоноцелевой обстановки. Разрешающая способность дальномера, определяемая длительностью зондирующего импульса, также будет высокой: до 1.5 м, при длительности зондирующего импульса 10 нс, в отличие от фазовых дальномеров, где требуется продолжительная

подсветка объекта модулированным по амплитуде лазерным излучением. Следует отметить, что на дальних дистанциях рефракция лазерного излучения в атмосфере скажется на его работоспособности, поэтому энергетический расчет дальномера проводился для больших высот, где эта помеха влияет незначительно.

### Авторский вклад

**Головков В. А.** – энергетические расчеты дальномера.

**Потапова Н. И.** – разработка объектива дальномера и расчеты его параметров.

**Руденко П. А., Страдов Б. Г., Телятников С. В.** – разработка общих принципов построения приемной части прецизионного лазерного дальномера и его аппаратной части в равной мере.

### Author's contribution

**Vladimir A. Golovkov**, energy calculations range finder.

**Nina I. Potapova**, development of a range finder lens and calculations of its parameters.

**Petr N. Rudenko, Boris G. Stradov, Stanislav V. Teliatnikov**, development of general principles for the construction of the receiving part of a precision laser range finder and its hardware.

### Список литературы

1. Основы импульсной лазерной локации / В. И. Козинцев, М. Л. Белов, В. М. Орлов, В. А. Городничев, Б. В. Стрелков; под ред. В. Н. Рождественна. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2016. 512 с.
2. Крюков П. Г. Лазеры ультракоротких импульсов // Квантовая электроника. 2001. Т. 31, № 2. С. 95–119.
3. Ишанин Г. Г., Челибанов В. П. Приемники оптического излучения / под ред. проф. В. В. Коротаева. СПб.: Лань, 2014. 304 с.
4. Лебедько Е. Г. Системы импульсной оптической локации. СПб.: Лань, 2014. 368 с.
5. Прецизионный кварцевый генератор ГК200-ТС. URL: <http://www.allcomponents.ru/html/morion/gk200ts.html> (дата обращения 31.03.2020)
6. Тарасов В. В., Якушенков Ю. Г. Инфракрасные системы "смотрящего" типа. М.: Логос, 2004. 444 с.
7. Потапова Н. И. Объективы на основе базовых линз с асферическими поверхностями // Оптический журн. 2012. Т. 79, № 12. С. 41–45.
8. Потапова Н. И., Стариков А. Д., Цветков А. Д. Светосильный зеркально-линзовый объектив для инфракрасного диапазона // Оптический журн. 2003. Т. 70, № 4. С. 76–81.
9. C30659-1060-3A Datasheet. URL: <http://kazus.ru/datasheets/pdf-data/2560791/PERKINELMER/C30659-1060-3A.html> (дата обращения 31.03.2020)
10. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. 2-е изд. М.: Радио и связь, 1982. 624 с.
11. Бакулев П. А. Радиолокационные системы. М.: Радиотехника, 2004. 320 с.
12. Optical Properties of the Atmosphere / R. A. McClachey, R. W. Fenn, J. E. A. Selby, J. S. Garing, F. E. Volz. Air Force Cambridge Research Laboratories. United States Air Force, 1970. Optical Physics Laboratory Project 7670.
13. Балашов И. Ф. Энергетическая оценка импульсных лазерных дальномеров. СПб.: ГИТМО (ТУ), 1999. 22 с.
14. Потапова Н. И. Методика расчета эффективной площади рассеяния диффузно отражающих объектов сложной формы // Оптический журн. 2014. Т. 81, № 9. С. 28–34.
15. Фомин В. Н., Никитин В. М., Коломийцев Е. Г. Оптико-электронные астрофизические наблюдения в условиях помех. М.: Изд-во Моск. ун-та, 2012. 198 с.
16. Дементьев В. Е. Рефракция в турбулентной атмосфере. М.: Галлея-Принт, 2011. 398 с.
17. Effect of Atmospheric Turbulence on Laser Radar / C. Xiping, D. Li, L. Jianbo, L. Libao, Z. Kexiang // Third Intern. Asia-Pacific Environmental Remote Sensing Remote Sensing of the Atmosphere, Ocean, Environment, and Space. Hangzhou, China, 23–27 oct. 2002, Proc. of SPIE. Vol. 4893. Lidar Remote Sensing for Industry and Environment Monitoring III. 2003. P. 362–367. <https://doi.org/10.1117/12.466082>
18. Мирский Г. Я. Аппаратурное определение характеристик случайных процессов. 2-е изд. М.: Энергия, 1972. 456 с.
19. Маркович И. И. Цифровая обработка сигналов в системах и устройствах. Ростов н/Д: Изд-во Южн. федерального ун-та, 2012. 234 с.

### Информация об авторах

**Головков Владимир Алексеевич** – кандидат технических наук (1982), доцент (2009). Старший научный сотрудник АО "НИИ оптико-электронных приборов" (НИИ ОЭП) (Сосновый Бор, Россия). Автор 70 научных работ. Сфера научных интересов – обработка сигналов оптико-электронных устройств. Адрес: АО НИИ ОЭП, Ленинградский пр., Сосновый Бор, д. 29, 188541, Россия  
E-mail: [golovkov\\_ggg@mail.ru](mailto:golovkov_ggg@mail.ru)

**Потапова Нина Ивановна** – кандидат технических наук (1994). Начальник отдела – начальник лаборатории АО "НИИ оптико-электронных приборов" (НИИ ОЭП) (Сосновый Бор, Россия). Автор 56 научных работ. Сфера научных интересов – оптика и лазерная техника.

Адрес: АО НИИ ОЭП, Ленинградский пр., Сосновый Бор, д. 29, 188541, Россия

E-mail: potap@sborg.net

**Руденко Петр Николаевич** – дипломированный специалист по специальности "Оптические и оптико-электронные системы" (1988, Ленинградский институт точной механики и оптики). Начальник отдела АО "НИИ оптико-электронных приборов" (НИИ ОЭП) (Сосновый Бор, Россия). Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – разработка и испытания оптико-электронных приборов.

Адрес: АО НИИ ОЭП, Ленинградский пр., Сосновый Бор, д. 29, 188541, Россия

E-mail: rudenkopr@niioep.ru

**Страдов Борис Георгиевич** – дипломированный специалист по специальности "Оптические и оптико-электронные системы" (1990, Ленинградский институт точной механики и оптики). Начальник сектора АО "НИИ оптико-электронных приборов" (НИИ ОЭП) (Сосновый Бор, Россия). Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – разработка и испытания оптико-электронных приборов.

Адрес: АО НИИ ОЭП, Ленинградский пр., Сосновый Бор, д. 29, 188541, Россия

**Телятников Станислав Викторович** – дипломированный специалист по специальности "Промышленная и медицинская электроника" (1986, Томский политехнический институт). Ведущий инженер АО "НИИ оптико-электронных приборов" (НИИ ОЭП) (Сосновый Бор, Россия). Сфера научных интересов – разработка электронных приборов и систем для средств автоматизации и измерений.

Адрес: АО НИИ ОЭП, Ленинградский пр., Сосновый Бор, д. 29, 188541, Россия

E-mail: telyatnikovsv@niioep.ru

## References

1. Kozintsev V. I., Belov M. L., Orlov V. M., Gorodnichenov V. A., Strelkov B. V. *Osnovy impul'snoi lazernoi lokatsii* [The basics of pulsed laser ranging], ed. by V. N. Rozhdestven. Moscow, *Izd-vo MGU im. N. E. Baubana*, 2016, 512 p. (In Russ.)
2. Kryukov P. G. Ultrashort-pulse lasers. *Quantum Electronics*. 2001, vol. 31, no. 2, pp. 95–119. doi: 10.1070/QE2001v031n02ABEH001906
3. Ishanin G. G., Chelibanov V. P. *Priemniki opticheskogo izlucheniya* [Optical Receivers], ed. by V. V. Korotaev. SPb, *Lan'*, 2014, 304 p. (In Russ.)
4. Lebed'ko E. G. *Sistemy impul'snoy opticheskoy lokatsii* [Pulse Optical Location Systems]. SPb, *Lan'*, 2014, 368 p. (In Russ.)
5. Precision Quartz Generator GK200-TS. Available at: <http://www.allcomponents.ru/html/morion/gk200ts.html> (accessed 31.03.2020)
6. Tarasov V. V., Yakushenkov Yu. G. *Infrakrasnye sistemy "smotryashchego" tipa* ["Looking" infrared systems]. Moscow, *Logos*, 2004, 444 p. (In Russ.)
7. Potapova N. I. Lenses Based on the Basic Lens with Aspheric Surfaces. *Journal of Optical Technology*. 2012, vol. 79, no. 12, pp. 41–45. (In Russ.)
8. Potapova N. I., Starikov A. D., Tsvetkov A. D. High-Aperture Infrared Mirror Lens. *Journal of Optical Technology*. 2003, vol. 70, no. 4, pp. 76–81. (In Russ.)
9. C30659-1060-3A Datasheet. Available at: <http://kazus.ru/datasheets/pdf-data/2560791/PERKI-NELMER/C30659-1060-3A.html> (accessed 31.03.2020)
10. Tikhonov V. I. *Statisticheskaya radiotekhnika* [Statistical Radio Engineering]. 2<sup>nd</sup> ed. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1982, 624 p. (In Russ.)
11. Bakulev P. A. *Radiolokatsionnye sistemy* [Radar Systems]. Moscow, *Radiotekhnika*, 2004, 320 p. (In Russ.)
12. McClachey R. A., Fenn R. W., Selby J. E. A., Garing J. S., Volz F. E. *Optical Properties of the Atmosphere*. Air Force Cambridge Research Laboratories. United States Air Force, 1970. Optical Physics Laboratory Project 7670.
13. Balashov I. F. *Energeticheskaya otsenka impul'snykh lazernykh dal'nomerov* [Energy estimation of pulsed laser rangefinders]. SPb, *GITMO (TU)*, 1999, 22 p. (In Russ.)
14. Potapova N. I. Method for Calculating the Effective Scattering Area of Diffusely Reflecting Objects of Complex Shape. *Journal of Optical Technology*. 2014, vol. 81, no. 9, pp. 28–34. (In Russ.)
15. Fomin V. N., Nikitin V. M., Kolomiitsev E. G. *Optiko-elektronnyye astrofizicheskie nablyudeniya v usloviyakh pomekh* [Optical-Electronic Astrophysical Observations under Interference Conditions]. Moscow, *Izd-vo MGU*, 2012, 198 p. (In Russ.)
16. Dement'ev V. E. *Refraktsiya v turbulentnoi atmosfere* [Refraction in a Turbulent Atmosphere]. Moscow, *Galleya-Print*, 2011, 398 p. (In Russ.)
17. Xiping C., Li D., Jianbo L., Libao L., Kexiang Z. Effect of Atmospheric Turbulence on Laser Radar. Third Intern. Asia-Pacific Environmental Remote Sensing Remote Sensing of the Atmosphere, Ocean, Environment, and Space. 23–27 oct. 2002, Hangzhou, China. Proc. of SPIE. Vol. 4893. Lidar Remote Sensing for Industry and Environment Monitoring III. 2003, pp. 362–367. doi: 10.1117/12.466082
18. Mirskii G. Ya. *Apparaturnoe opredelenie kharakteristik sluchainykh protsessov* [Hardware Characterization of Random Processes]. 2<sup>nd</sup> ed. Moscow, *Energiya*, 1972, 456 p. (In Russ.)
19. Markovich I. I. *Tsifrovaya obrabotka signalov v sistemakh i ustroystvakh* [Digital Signal Processing in Systems and Devices]. Rostov-on-the-Don, *Izd-vo Yuzhn. federal'nogo un-ta*, 2012, 234 p. (In Russ.)

### Information about the Authors

**Vladimir A. Golovkov**, Cand. Sci. (Eng.) (1982), Associate Professor (2009), Senior Researcher in JSC "Scientific Research Institute for Optoelectronic Instrument Engineering" (Sosnovy Bor). The author of 70 scientific publications. Area of expertise: signal processing of optoelectronic devices.

Address: JSC "Scientific Research Institute for Optoelectronic Instrument Engineering", 29 Leningradskaya Ave., Sosnovy Bor 188541, Russia

E-mail: golovkov\_ggg@mail.ru

**Nina I. Potapova**, Cand. Sci. (Eng.) (1994). Head of Department - Head of Laboratory in JSC "Scientific Research Institute for Optoelectronic Instrument Engineering" (Sosnovy Bor). The author of 56 scientific publications. Area of expertise: optics and laser technology.

Address: JSC "Scientific Research Institute for Optoelectronic Instrument Engineering", 29 Leningradskaya Ave., Sosnovy Bor 188541, Russia

E-mail: potap@sbor.net

**Petr N. Rudenko**, Certified Specialist in "Optical and Optoelectronic Systems" (1988, ITMO University). Head of Department in JSC "Scientific Research Institute for Optoelectronic Instrument Engineering" (Sosnovy Bor). The author of 2 scientific publications. Area of expertise: development and testing of optoelectronic devices.

Address: JSC "Scientific Research Institute for Optoelectronic Instrument Engineering", 29 Leningradskaya Ave., Sosnovy Bor 188541, Russia

E-mail: rudenkopn@nioep.ru.

**Boris G. Stradov**, Certified Specialist in "Optical and Optoelectronic Systems" (1988, ITMO University). Head of Sector in JSC "Scientific Research Institute for Optoelectronic Instrument Engineering" (Sosnovy Bor). The author of 2 scientific publications. Area of expertise: development and testing of optoelectronic devices.

Address: JSC "Scientific Research Institute for Optoelectronic Instrument Engineering", 29 Leningradskaya Ave., Sosnovy Bor 188541, Russia

**Stanislav V. Teliatnikov**, Certified Specialist in Industrial and Medical Electronics (1986, Tomsk Polytechnic University). Lead Engineer in JSC "Scientific Research Institute for Optoelectronic Instrument Engineering" (Sosnovy Bor). Area of expertise: development of electronic devices and systems for automation and measurement tools.

Address: JSC "Scientific Research Institute for Optoelectronic Instrument Engineering", 29 Leningradskaya Ave., Sosnovy Bor 188541, Russia

E-mail: telyatnikovsv@nioep.ru

---

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

UDC 004:616.1/12

Original article

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-2-82-88>

## Systematic Approach to Processing and Analysis Diagnostic Indicators of Electrocardiograms Based on Labview

Malokhat T. Magrupova, Yokubjon T. Talatov✉

Tashkent State Technical University, Tashkent, Uzbekistan

✉yokubtt@rambler.ru

### Abstract

**Introduction.** Cardiovascular disease occupies an important place throughout the world, which necessitates the development of more effective modern means of diagnosis and treatment. The primary diagnosis of heart disease is based on analysis and processing of an electrocardiogram (ECG). Despite the fact that there are many methods and algorithms for ECG analysis and processing, one of the urgent problems of cardiology remains to obtain the most complete information about heart electric potential, respectively, the behavior of the waves P, Q, R, S and T.

**Aim.** Development of algorithms and software for processing and analysis of electrocardiograms (ECGs), as well as calculation of heart rate and detection of arrhythmias based on Labview.

**Materials and methods.** The methods for removing noise using the wavelet transform method to eliminate baseline deviation, to extract ECG signs, to calculate heart rate and to detect arrhythmias based on Labview have been adopted as a mathematical apparatus for processing and analyzing ECGs.

**Results.** Organizing of the ECG database, developing algorithms for converting the ECG file of the database into a useful format for Labview, processing of the ECG signal with removing noise from the original ECG signal, extracting signs for obtaining ECG diagnostic indicators, calculating heart rate and detecting arrhythmias.

**Conclusion.** An analysis of the results demonstrates that systematic approaches to evaluating ECG signals allow to avoid one-way decisions and to integrate different methods into an integrated system of ideas of the state. The implementation of the proposed algorithms using Labview programming system ensures the removal of noise and artifacts, the extraction of the necessary ECG signs, the calculation of heart contractions and the detection of arrhythmias.

**Keywords:** electrocardiogram, processing, analysis, calculation, heart rate, heart rate variability, arrhythmia

**For citation:** Magrupova M. T., Talatov Y. T. Systematic Approach to Processing and Analysis Diagnostic Indicators of Electrocardiograms Based on Labview. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 2, pp. 82–88. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-2-82-88

---

**Conflict of interest.** Authors declare no conflict of interest.

Submitted 02.03.2020; accepted 26.03.2020; published online 29.04.2020

---

**Introduction.** Cardiovascular disease is the main killer that causes mortality worldwide [1, 2]. Significant efforts have been directed towards the introduction of various technologies for the diagnosis of heart disease, allowing doctors to recognize earlier symptoms of heart problems for further medical care. For this, an important place is occupied by research on the development of methods and algorithms for the analysis and processing of biological signals. In accordance with the

studied object of the human body, one or another method or algorithm for analyzing biosignals can be chosen.

Biological signals carry information about the physical manifestations of the physiological processes of a living organism, which can be measured and presented in a form convenient for processing using computer technology [1]. As an example, we can determine the process of the heart and as a result of which electrical potentials appear on the surface of the body.

© Magrupova M. T., Talatov Y. T., 2020



This process of the heart is determined by a biological signal called an electrocardiogram (ECG).

ECG system provides signals containing useful information to doctors. Several cardiac arrhythmias can be easily identified when anomalies in ECG signals are observed. As a rule, normal healthy ECG signals have waves P, Q, R, S and T with a standard value measurement, and they may differ in terms of capabilities or morphological signs of abnormal ECG signals [3]. To improve the quality of diagnosis of heart disease at an early stage, it is necessary, in particular, to increase the accuracy of ECG signal measurement and its diagnostic parameters.

The parameters of a biological signal that change in time in accordance with changes in physiological processes in the human body are informative. In other words, these parameters carry data on the change in the state of the investigated object (patient) or process. For biomedical signals, the informative parameters may be amplitude or power, frequency (period), phase (time shift). Processing of biomedical signals is carried out in order to isolate informative signs in them or to determine diagnostic indicators [2].

The classical approach to the analysis of heart rate variability (HRV) includes statistical, correlation and spectral processing methods, the basics of which were given in the works of foreign and domestic authors [3, 4]. The traditional methods for the analysis of biomedical signals listed above are based on the assumption that the signal remains stationary within the analyzed fragment. In practice, especially during the study of functional indicators, the implementation of this rule does not give the correct results. Therefore, in the analysis of biomedical signals, the application of mathematical processing methods that do not have any specific requirements for the characteristics of these signals is relevant.

The process of heart rhythm formation is determined by the interaction of the circulatory system with numerous regulatory mechanisms, depending on the state of the autonomic and central nervous systems, hormonal, humoral and reflex processes. Moreover, in this multi-level, hierarchical system, the current state of the organism plays a decisive role. This system is complex: the most obvious feature of it, like any biological object, is the ability to self-organize and manifest dynamic properties. Based on the results obtained in [5], we can say that the properties of the studied object can be restored by measuring only one observed signal.

Biological signals reflecting changes in functional processes in the human body, in the cardiovascular

system are continuous. To analyze the nonlinear properties of HRV, the Poincare section, cluster spectral analysis, attractor graphs, singular decomposition, Lyapunov exponent, Kolmogorov entropy and others are used [3]. However, for short-term time series of HRV, obtaining statistically stable estimates of fractal dimensions, Lyapunov exponents, and entropy encounters certain problems caused by the insufficient length of the series and the noise level of the HRV signal [6]. Some authors have come to the conclusion that the information encoded in the variability (R-R) of the intervals cannot be fully estimated using only one technique for the analysis of HRV. The presence of specific fluctuations (R-R) intervals determines the need to use different mathematical approaches to its estimation [3, 6]. Currently, different approaches are not considered as separate phenomena that did not have a common theoretical base.

**Methods.** Systematic approaches to the estimation of HRV signals make it possible to avoid one-sided decisions and combine different methods into an integrated system of ideas about the HRV signal as a process containing a huge amount of heterogeneous information about the nature of such a complex biological object as a living organism [7].

The first step in the study of the object is to obtain the correct or accurate information about changes in the physiological process of the patient in the form of electrical signals that can be measured.

The next step is filtering and eliminating signal distortions (artifacts). For example, artifacts of the ECG signal can be caused by mechanical movements of the body, network noise, and electromagnetic field pickups.

The third step is the detection of events in biomedical signals and an analysis of their informational characteristics, modeling of processes and systems generating biomedical signals [8].

In general, the processing of biological signals can be implied by a complex of algorithmic, hardware and software. As a rule, this complex may contain specialized software for preliminary (or primary) signal processing and special software for secondary signal processing.

Pre-processing tools are designed to process the initial biosignals, observed in the general case against random noise and interference of various physical nature and presented in the form of discrete digital samples, in order to detect and isolate a useful signal and evaluate the characteristics of the detected signal. The useful information obtained as a result of preliminary processing enters the secondary processing system for classification, archiving, system analysis, etc.



**Purpose of work** is the development of algorithms and software for processing and analysis of ECG, as well as calculating heart rate and detecting arrhythmias based on Labview.

To achieve this goal, we need an ECG database. The database obtained from a medical institution consists of ECG signals received in .dat and .atr files. Its direct use for processing in the Labview system is impossible. By converting database files, new files are created that can be read in Labview. Files created for Labview consist of comma-separated values of the .txt data type. For Labview, two files are created: one with an ECG signal and one with a time signal. The time signal is multiplied by 1000 before it is saved in the .txt file and divided by 1000 in Labview after the file is opened. This is to avoid rounding errors that occur when opening files with floating point numbers. Since the entire ECG signal consists of large numbers without floating points, this is not required when saving the ECG signal for Labview [9].

In general, a recorded ECG signal is often contaminated with noise and artifacts. These impurities may be in the frequency band of interest and manifest with characteristics similar to the ECG signal itself. Thus, in order to extract useful information from noisy ECG signals, we need to first process the raw ECG signals. The algorithm begins with plotting the original, noisy ECG signal (Fig. 1). This graph shows which noises are present in the raw ECG signal.

Then, the stage of preliminary processing of the ECG signal, i. e. will be detected removes or suppresses noise from the raw ECG signal. Among these noises, noise in the power line and deviation from the baseline are the most significant and can greatly affect the analysis of the ECG signal. Other noises that cannot be neglected are broadband and usually represent a complex random process.

The interference in the power line is narrow-band noise centered at 60 Hz (or 50 Hz) with a bandwidth of less than 1 Hz. This comes from the use of electricity at a specific frequency. Typically, equipment for

receiving an ECG signal can eliminate power line noise. If there is interference from the power line in the raw ECG signal, this can be eliminated with a digital filter. Uzbekistan uses 50 Hz alternating current electricity. To ensure that the correct frequency is removed from the ECG signal, the frequency domain must be plotted in Labview. As a result, we get a random signal from the database, selected for use as an example.

There is interference on the power line for the selected specific signal from the 60 Hz database. Therefore, we must use a filter to eliminate power line interference at a frequency of 60 Hz for each signal. In Labview, the classic Express filter design creates a Butterworth bandpass filter as input to the DFD Filtering VI. As a result, in Fig. 2 we get an enlarged version of the plots made in Labview at 60 Hz.

Wandering around the baseline is another type of significant noise that needs to be addressed. The main causes of the basic walk are breathing, a change in the resistance of the electrode due to sweating and increased body movements. Thus, the elimination of basic wandering can significantly improve the accuracy of clinical information [10].

There are two removal methods available to eliminate this type of noise. First of all, we can design a high-pass digital filter [11] to eliminate the basic deviations. A Butterworth high-pass filter is a good choice. Fig. 3 shows the result of this filter for an ECG signal. In Labview, this filter is created in the VI Express Classical Filter Design Express and used as input for the VI Filtering DFD.

Secondly, you can use the wavelet transform to eliminate the deviation of the baseline, to eliminate

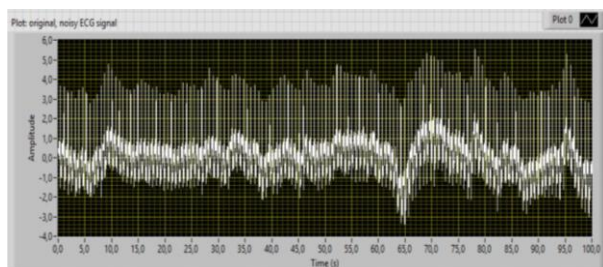


Fig. 1. The original ECG signal with noise

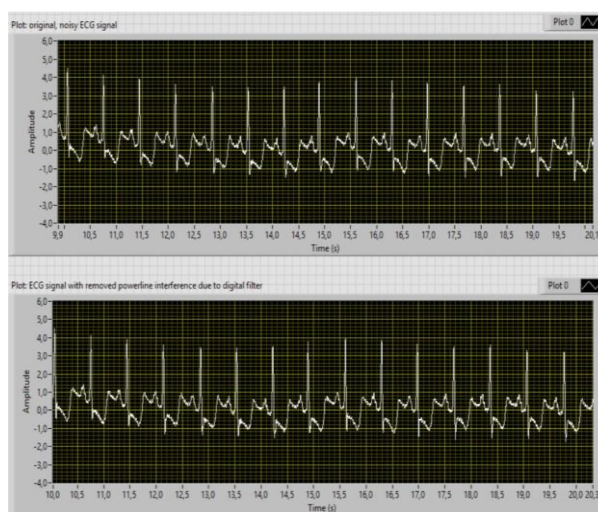


Fig. 2. Power line noise elimination at 60 Hz



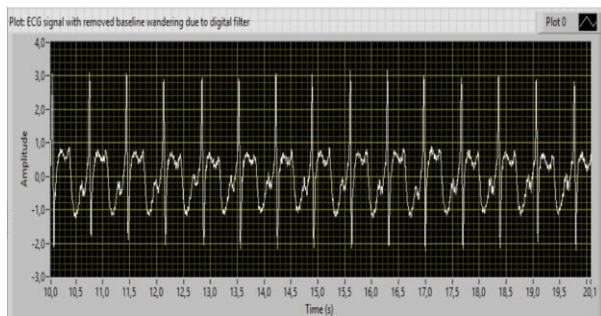


Fig. 3. Elimination of basic wandering due to digital filter

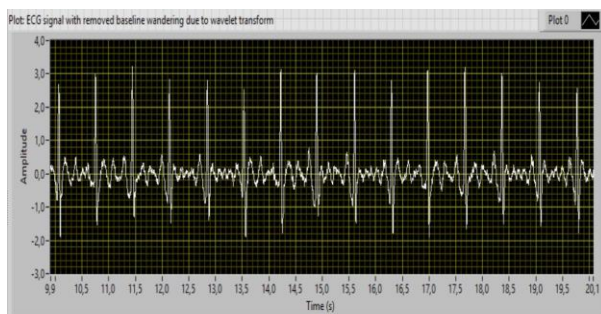


Fig. 4. Elimination of the baseline walk by the wavelet transform method

this trend in the ECG signal. At the same time, Labview has a special building block that effectively removes a specific subband from the wavelet transform of the signal, and this is called WA Detrend VI. The result of applying this block to the ECG signal is shown in Fig. 4.

Moreover, the wavelet transform method gives a better result than the digital filter method [12].

After eliminating the deviation of the baseline (removing the baseline wander), the resulting ECG signal is more stationary and explicit than the original signal. However, as before, some other types of noise can still affect the extraction of ECG signal signs. Noise can be complex stochastic processes within a broadband connection, so it cannot be eliminated with traditional digital filters. Therefore, a high-pass filter is proposed in Express-Classical Filter Design Express to remove the base walk (Fig. 5).

Moreover, using the wavelet transform approach. Wavelet Denoise Express VI, which performs this task, will achieve the removal of broadband noise (Fig. 6).

After pre-processing the raw ECG signal, we get a useful ECG signal. You can now proceed to the feature extraction step. This extracts diagnostic information from the ECG signal. The most important feature of the ECG signal is the R-peak. Detection of R-peaks and, therefore, QRS (is a ventricular complex consisting of Q, R and S waves) complexes in the ECG signal can provide a lot of information about heart rate, conduction speed, the state of tissues in the heart, and also about various disorders [13, 14]. He provides evidence for diagnosing heart disease. For this reason, he has attracted considerable attention in the field of ECG signal processing. However, the presence of noise and time-varying morphology makes it difficult to detect the QRS complex.

Labview has its own building block for detecting peaks/valleys in signals. To determine the correct

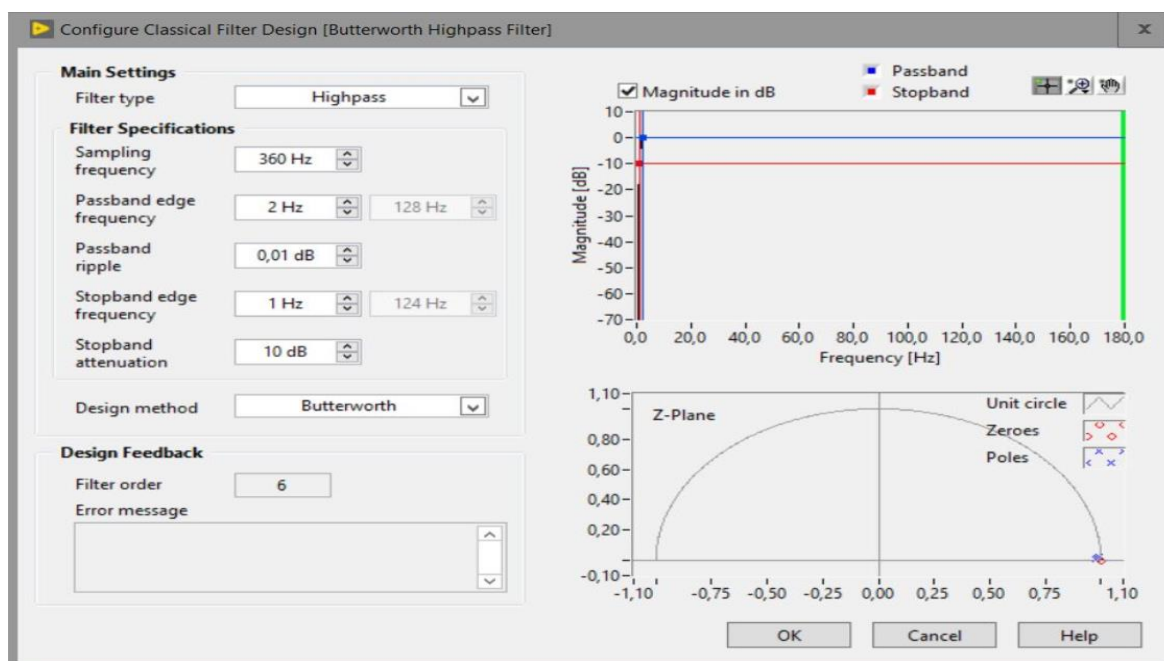


Fig. 5. Designed high-pass filter in Express-Classical Filter Design Express to remove basic wandering

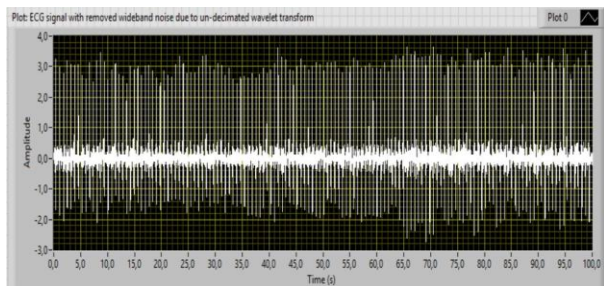


Fig. 6. Broadband noise removal

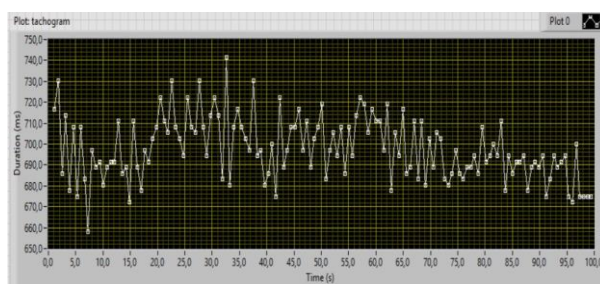


Fig. 8. Tachogram

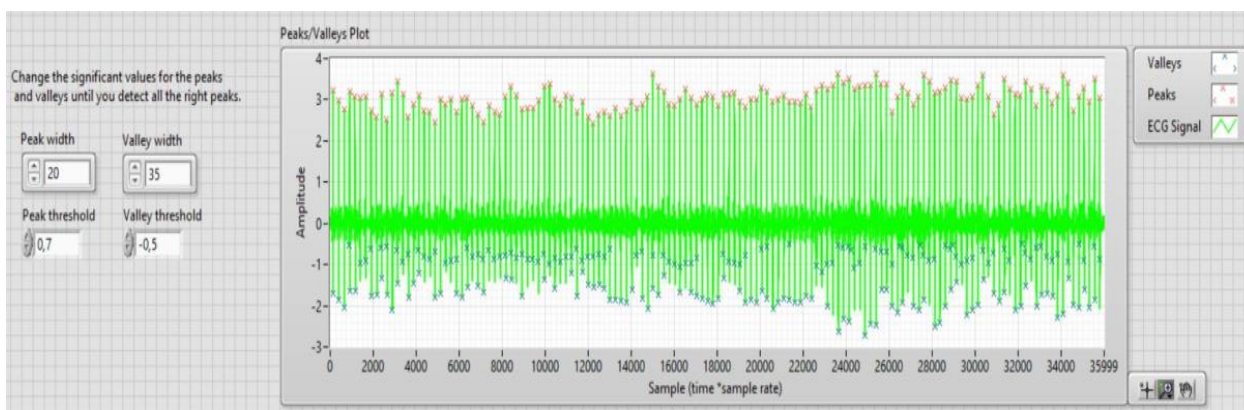
peaks and valleys, the user must change two variables that differ from signal to signal. These variables are peak/valley width and peak/valley threshold. This determines the width in the number of samples of peaks or valleys and the threshold that WA Multiscale Peak Detection VI uses to deflect peaks or valleys of a certain size. A true boolean value indicates whether it should remove the trend from the signal.

Fig. 7 shows the result of peak/trough detection on the filtered ECG signal, which shows the detection of R peaks.

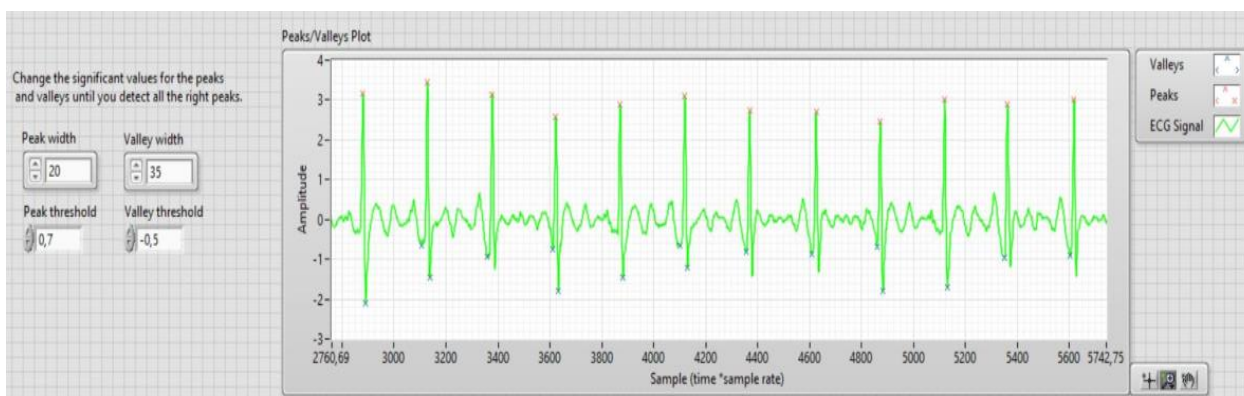
After extracting the functions by detecting the QRS complex, we can analyze the functions by other methods. For example, we can perform an analysis of

HRV for an ECG signal of the R-R interval to demonstrate the condition of the heart and nervous system. Heart rate variability is especially clearly visible on the tachogram. The tachogram shows the differences between the two subsequent peaks of R (Fig. 8). After detecting the QRS complex, you can begin the analysis of the ECG signal. This consists of calculating heart rate and detecting abnormalities. The heart rate is calculated by determining the number of peaks R and dividing it by the recorded time [15–17].

**Results.** The paper proposes algorithms for processing and analysis of ECG signals using the Labview programming system. ECG processing algorithms consists of: converting the database into an



a



b

Fig. 7. Detection of peak and valleys: a – normal graph; b – detailed graph

ECG into a useful ECG model; pre-processing consisting in eliminating interference in the power line and deviating the baseline using wavelet transform; detecting a complex of QRS and R peaks to determine heart rate variability and tachograms. ECG analysis algorithms consist of: calculating cardiac contractions and detecting arrhythmias.

**Conclusion** Signal processing begins by filtering the noisy ECG signal. In Labview, the Butterworth filter filters out power line noise. Figure 2 shows the result of this simple filter. Because it's convenient to create filters in the VI Classical Filter Design in Labview. Labview, uses predefined building blocks, which allows the user to very easily perform operations with signals. But this gives the user less freedom, and also makes the program very simple. For example, the graphs in Labview are very simple; it is convenient to create filters in the VI Classical Filter Design in Labview thanks to specialized blocks. This is followed by a basic removal of walks. This is done by two methods: a high-pass filter or a wavelet transform. The results show that, according to this method, the resulting ECG signals contain little basic information

about the walk, but retain the main characteristics of the original ECG signal. Moreover, the method based on the wavelet transform is better, because this approach does not introduce delay and less distortion than the method based on the digital filter. The digital filter significantly changes the waveform of P, Q, S and T. This distortion occurs in Labview, as can be seen in Fig. 4. The magnitude and phase response of the high-pass filter and the amplitude response in Labview can be seen in Fig. 5. Due to the VI Classical Filter Design in Labview, filter design was easier and more convenient in Labview.

An ECG signal analysis was performed on the processed signal, i. e. QRS complex detection. and R. peaks. Heart rate variability can be extracted from this and can be plotted in a tachogram. The calculation of heart rate and detection of arrhythmias was made. The average heart rate is displayed in the panel command window in Labview.

As a result, we can say that Labview is the best programming system for performing filtering and pre-processing, as well as for calculating heartbeats and detecting arrhythmias.

## References

1. Magrupov T. M., Vasil'eva S. A., Magrupova M. T. *Analiz i obrabotka medico-biologicheskoi informatsii* [Analysis and processing of biomedical information]. Toshkent, *TashGTU*, 2012. 152 p. (In Russ.)
2. Rangayyan R. M. *Biomedical Signal Analysis*. 2<sup>nd</sup> Ed. Wiley-IEEE Press, 2015. 720 p.
3. Baevskii R. M., Ivanov G. G., Chireiki, L. V., Gavrilushkin A. P., Dovgalevskii P. Ya., Kukushkin Yu. A., Mironova T. F., Prilutskii D. A., Semenov A. V., Fedorov V. F., Fleishman A. N., Medvedev M. M. Methodical Recommendations: Analysis of Heart Rate Variability when Using Various Electrocardiographic Systems. *Journal of Arrhythmology*. 2001, no. 24, pp. 65–87. (In Russ.)
4. Malik M. Heart rate variability: Standards of measurement, physiological interpretation, and clinical use. *Circulation*. 1996, vol. 93, iss. 5, pp. 1043–1065.
5. Schuster H. G., Just W. *Deterministic Chaos: An Introduction*. 4<sup>th</sup> Ed. Wiley-VCH Verlag, 2005, 287 p. doi: 10.1002/3527604804
6. Ardashev A.V., Loskutov A. Yu. *Prakticheskie aspekty sovremennykh metodov analiza variabel'nosti serdechnogo ritma* [Practical Aspects of Modern Methods of Analyzing Heart Rate Variability]. Moscow, *ID MEDPRAKTIKA-M*, 2011, 128 p. (In Russ.)
7. Fleishman A. N. Heart Rate Variability and Slow Hemodynamic Fluctuations. *Nonlinear Phenomena in Clinical Practice*. Novokuznetsk, *izd-vo Sibirskogo otdelenij RAN*, 2009, 185 p. (In Russ.)
8. Fabian J. T., Anke M.-B. *Biomedical Signal Analysis: Contemporary Methods and Applications*. Cambridge, MA, MIT Press, 2010, 432 p.
9. Islam M. K., Haque A. N. M. M., Tangim G., Ahamad T., Khondokar M. R. H. Study and Analysis of ECG Signal Using Matlab Labview as Effective Tools. *Intern. J. of Computer and Electrical Engineering*. 2012, vol. 4, no. 3, pp. 404–408. doi: 10.7763/IJCEE.2012.V4.522
10. German-Sallo Z. ECG Signal Baseline Wander Removal Using Wavelet Analysis. *Intern. Conf. on Advancements of Medicine and Health Care through Technology*. 2011, vol. 36, pp. 190–193. doi: 10.1007/978-3-642-22586-4\_41
11. Haque A. K. M. F., Ali H., Kiber M. A., Hasan Md. T. Detection of Small Variations of ECG Features Using Wavelet. *J. of Engineering and Applied Sciences*. 2009, vol. 4, no. 6, pp. 27–30,
12. Lin Y. D., Hu Y. H. Power-Line Interference Detection and Suppression in ECG Signal Processing. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*. 2008, vol. 55, no. 1, pp. 354–357. doi: 10.1109/TBME.2007.902234
13. German-Sallo Z. ECG Signal Baseline Wander Removal Using Wavelet Analysis. *Intern. Conf. on Advancements of Medicine and Health Care through Technology*. 2011, vol. 36, pp. 190–193.
14. Saritha C., Sukanya V., Murthy Y. N. ECG Signal Analysis Using Wavelet Transforms. *Bulg. J. Phys*. 2008, vol. 35, pp. 68–77.

15. Talatov Y. T., Magrupova M. T. Generalization of Processing of Electrocardiograms and Calculation of Heart Rate. Digital Region: Experience, Competencies, Projects: Collection of Articles of the International Scientific and Practical Conf. Bryansk, Russia, 19 Nov. 2019. Bryansk, Bryan. State Engineering Technol. Univ., 2019, 670–675 p. (In Russ.)

16. Talatov Y., Magrupov T., Radjabov A. A Device for Measuring of Frequency. SIBIRCON 2019. Proc. of Intern.

Multi-Conf. on Engineering, Computer and Information Sciences. Novosibirsk, Russia, 21–27 Oct. 2019. Piscataway, IEEE, 2019. doi: 10.1109/SIBIRCON48586.2019.8958401

17. Talatov Y., Magrupov T. Algorithmic and Software Analysis and Processing of ECG Signals. SIBIRCON 2019. Proc. of Intern. Multi-Conf. on Engineering, Computer and Information Sciences. Novosibirsk, Russia, 21–27 Oct. 2019. Piscataway, IEEE, 2019. doi: 10.1109/SIBIRCON48586.2019.8958424

### Information about the authors

**Malokhat T. Magrupova**, PhD student in Tashkent State Technical University, senior lecturer at the Department of Metrology, Standardization and Certification in the named university. The author of more than 20 scientific publications. Area expertise: metrological assurance of the reliability of medical and biological objects.

Address: Tashkent State Technical University, 2 Universitetskaya St., Tashkent 100095, Uzbekistan

E-mail: mt@rambler.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3639-4991>

**Yokubjon T. Talatov**, Master in Biomedical Engineering (2015), PhD student in Biomedical Engineering in Tashkent State Technical University. The author of more than 15 scientific publications. Area expertise: algorithmic and software analysis and processing – biomedical information.

Address: Tashkent State Technical University, 2 Universitetskaya St., Tashkent 100095, Uzbekistan

E-mail: yokubtt@rambler.ru

<https://orcid.org/0000-0003-4531-708X>

---

## 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 нанoeлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиофотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Адрес редакционной коллегии: 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", редакция журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

Технические вопросы можно выяснить по адресу [radioelectronic@yandex.ru](mailto:radioelectronic@yandex.ru)

*Известия высших учебных заведений России.* **РАДИОЭЛЕКТРОНИКА**  
*Journal of the Russian Universities.* **RADIOELECTRONICS**

Том 23 № 2 2020

Vol. 23 No. 2 2020

*Научный редактор* А. М. Мончак  
*Редакторы:* Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек  
*Выпускающий редактор* И. Г. Скачек  
*Компьютерная верстка* Е. И. Третьяковой

*Science Editor* A. M. Monchak  
*Editors:* E. K. Dolgatov, I. G. Skachek  
*Publishing Editor* I. G. Skachek  
*DTP Professional* E. I. Tretyakova

---

Подписано в печать 27.04.20. Формат 60×84 1/8.

Бумага офсетная. Печать цифровая.

Уч.-изд. л. 12,09. Усл.-печ. л. 11,75. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 42.

Signed to print 27.04.20. Sheet size 60×84 1/8.

Educational-ed. liter. 12,09. Conventional printed sheets 11,75. Number of copies 300.

Printing plant 1–150 copies. Order no. 42.

---

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»  
197376, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5

ETU Publishing house  
5 Prof. Popov Str., St Petersburg 197376, Russia