



Учредитель:

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

Журнал основан в 1998 г.
Издается 6 раз в год

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

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

Редакция журнала:

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

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

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

© СПбГЭТУ "ЛЭТИ", обложка,
издательская страница, содержание,
дизайн, 2003



Материалы журнала
доступны по лицензии
Creative Commons Attribution 4.0 License

Главный редактор

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

Заместитель главного редактора

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

Редакционная коллегия:

- Erkki Lahderanta**, Prof. Dr., Технический университет, г. Лаппеенранта, Финляндия
Ferran Martin, Prof. Dr., Автономный университет, г. Барселона, Испания
Jochen Horstmann, Dr. Rer. Nat. Гельмгольц-центр, г. Гестахт, Германия
Matthias A. Hein, Prof., Dr. Rer. Nat. Habil., Технический университет, г. Ильменау, Германия
Piotr Samczynski, Prof., Dr., Варшавский технологический университет, Институт электронных систем, Варшава, Польша
Thomas Seeger, Prof., Dr., Университет Зигена, г. Зиген, Германия
Л. А. Мельников, д.ф.-м.н., проф., Саратовский государственный технический университет им. Ю. А. Гагарина, 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., 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. А. Царев, д.т.н., проф., Саратовский государственный технический университет им. Ю. А. Гагарина, Саратов, Россия

Редакционный совет

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

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

К. Е. Аббакумов, д. т. н., проф., СПб.
В. В. Алексеев, д. т. н., проф., СПб.
Е. М. Антонюк, д. т. н., проф., СПб.
В. М. Балашов, д. т. н., проф., СПб.
А. М. Боронахин, д. т. н., проф., СПб.
В. И. Веремьев, к. т. н., доц., СПб.
А. Г. Вострецов, д.т.н., проф., Новосибирск
А. А. Головков, д. т. н., проф., СПб.
А. Д. Григорьев, д. т. н., проф., СПб.
В. П. Ипатов, д. т. н., проф., СПб.
Т. А. Исмаилов, д. т. н., проф., Махачкала
А. В. Корляков, д. ф.-м. н., проф., СПб.
Н. В. Лысенко, д. т. н., проф., СПб.
С. Б. Макаров, д. т. н., проф., СПб.
И. Г. Мироненко, д. т. н., проф., СПб.
В. А. Мошников, д. ф.-м. н., проф., СПб.

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



Subscription index in "Press of Russia" catalogue is 45818

doi: 10.32603/1993-8985

Founder:

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

Founded in 1998

Issued 6 times a year

Editorial address:

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", 5, Prof. Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia
Tel.: +7 (812) 234-10-13
e-mail: radioelectronic@yandex.ru
http://re.eltech.ru

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

ETU "LETI" Publishing house
Professora Popova Str. 5, building. 5J, 197376, St. Petersburg, Russian Federation
Tel./Fax: +7 (812) 346-28-56

Science Editor A. M. Monchak
Editors: E. K. Dolgatov, N. V. Lukina, E. I. Tretyakova

Publishing Editor E. K. Dolgatov
DTP Professional E. S. Nikolaeva

© ETU "LETI", cover, publishing page, content, design, 2003



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

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

Editor-in-Chief

Boris A. Kalinikos, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", St. Petersburg, Russia

Deputy Editor-in-Chief

Victor N. Malyshev, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", St. Petersburg, Russia

Editorial Board

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

Editorial Council

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

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

Viktor A. Obukhovets, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Southern Federal University
Boris A. Panchenko, Dr. Sci. (Eng.), Visiting Professor, Ural Federal University
Valery A. Pakhotin, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., Immanuel Kant Baltic Federal University
Anatoly D. Pluzhnikov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev
Nikolay N. Potrakhov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"
Vyacheslav A. Shevtsov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., MAI (National Research University)
Alexandr V. Solomonov, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Prof., ETU "LETI"
Rudolf M. Stepanov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., NRI Electron
Sergey A. Tarasov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"
Viktor N. Ushakov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"
Vladimir I. Veremyev, Cand. of Sci. (Eng.), Scientific Research Institute "Prognoz"
Aleksey G. Vostretsov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Novosibirsk State Technical University
Zafar M. Yuldashev, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

СОДЕРЖАНИЕ

Оригинальные статьи

—◦ **Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов**

Прасолов А. А. Характеристики цифровой АРУ при операциях с фиксированной точкой 5

Боровицкий Д. С., Жестерев А. Е., Ипатов В. П., Мамчур Р. М.

Фильтрация и сглаживание данных спутникового высотомера при наземной дообработке 13

—◦ **Телевидение и обработка изображений**

Обухова Н. А., Мотыко А. А., Поздеев А. А. Исследование и разработка методов

улучшения эндоскопических (медицинских) изображений 22

—◦ **Радиолокация и радионавигация**

Веремьев В. И., Кутузов В. М., Плотницкая Е. С., Коваленко В. В., Телегин В. А.

Коротковолновая радиолокация в системе мониторинга прибрежных акваторий 31

Крючков И. В., Нониашвили М. И., Скачкова А. И., Филатов А. А.

Экспериментальные результаты синхронизации разнесенной радиотехнической системы

с подвижными носителями программно-алгоритмическим способом 44

—◦ **Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн**

Аронов Л. А., Ушаков В. Н. Метод формирования квадратурных компонент спектра

в гомодинном акустооптическом спектроанализаторе 53

Правила для авторов статей 62

CONTENTS

Original articles

—◦ *Radio Electronic Facilities for Signal Transmission, Reception and Processing*

Prasolov A. A. Characteristics of Digital AGC in Fixed-Point Operations..... 5

Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M.

Satellite Altimeter Data Filtering and Smoothing in the Ground-Based Post Tracking..... 13

—◦ *Television and Image Processing*

Obukhova N. A., Motyko A. A., Pozdeev A. A. Research and Development of Methods
for Endoscopic (Medical) Images Enhancement..... 22

—◦ *Radiolocation and Radio Navigation*

Veremyev V. I., Kutuzov V. M., Plotnitskaya K. S., Kovalenko V. V., Telegin V. A.

High-Frequency Radar for Coastal Areas Monitoring..... 31

Kryuchkov I. V., Noniashvili M. I., Skachkova A. I., Filatov A. A.

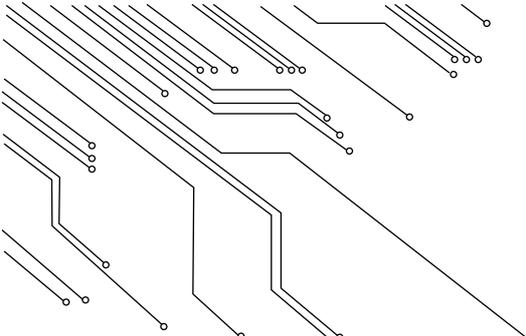
Experimental Results of Software Algorithmic Syn-chronization
of Distributed Radio System with Mobile Carriers..... 44

—◦ *Measuring Systems and Instruments Based on Acoustic, Optical and Radio Waves*

Aronov L. A., Ushakov V. N.

Quadrature Components Forming Method for Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer..... 53

Author's Guide..... 62



**РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ПЕРЕДАЧИ,
ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ**
**RADIO ELECTRONIC FACILITIES FOR SIGNAL
TRANSMISSION, RECEPTION AND PROCESSING**

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-2-5-12>

УДК 621.396.621.59

А. А. Прасолов ✉

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

ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦИФРОВОЙ АРУ ПРИ ОПЕРАЦИЯХ С ФИКСИРОВАННОЙ ТОЧКОЙ

Аннотация

Введение. Системы связи на сегодняшний день в основном являются цифровыми. Одной из задач автоматической регулировки усиления в цифровых приемниках является поддержание аналоговых сигналов на уровне, не допускающем насыщения аналого-цифрового преобразователя. Большинство численных алгоритмов основаны на арифметике с плавающей точкой, а полностью цифровая автоматическая регулировка усиления обычно реализуется с помощью устройств, работающих на арифметике с фиксированной точкой, таких, как микросхемы программируемой логики и сигнальные процессоры. Вследствие использования арифметики с фиксированной точкой и аппаратного ограничения выходные значащие биты должны быть корректно усечены. Хотя во многих исследованиях упоминается цифровая автоматическая регулировка усиления, ее характеристики подробно не рассматривались в условиях конечной разрядности вычислителей.

Цель работы. Анализ динамических характеристик цифровой автоматической регулировки усиления для реализации на вычислителе при операциях над числами с фиксированной точкой.

Материалы и методы. В рамках исследования разработана математическая модель цифровой автоматической регулировки усиления в математическом пакете MATLAB и ее реализация на микросхеме программируемой логики.

Результаты. Показаны отличия характеристик и особенности работы цифровой автоматической регулировки усиления при операциях над числами с фиксированной точкой. Произведена оценка влияния сигналов с фиксированной точкой на стабильность работы цифровой автоматической регулировки усиления. Проведен анализ причин возникновения паразитных колебаний управляющего сигнала.

Заключение. В результате данного исследования предложен алгоритм компенсации колебаний управляющего сигнала за счет коррекции опорного уровня цифровой автоматической регулировки усиления. В дальнейшем требуется проверка предложенного алгоритма на реальных сигналах. Результаты этой работы актуальны в задачах разработки цифровых приемников для систем связи различного назначения.

Ключевые слова: цифровая АРУ, операции с фиксированной точкой, округление чисел, управляющий сигнал, паразитные колебания

Для цитирования: Прасолов А. А. Характеристики цифровой АРУ при операциях с фиксированной точкой // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 2. С. 5–12. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-2-5-12

Источник финансирования. Инициативная работа.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 22.02.2019; статья принята к публикации 18.03.2019; опубликована онлайн 24.04.2019

© Прасолов А. А., 2019



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

Aleksandr A. Prasolov ✉

The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications
22/1 Prospect Bolshhevikov St. Petersburg, 193232, Russia

CHARACTERISTICS OF DIGITAL AGC IN FIXED-POINT OPERATIONS

Abstract

Introduction. Nowadays, communication systems are mostly digital. One of the tasks of automatic gain control in digital receivers is to maintain analog signals at the appropriately fixed level, which prevents saturation of the analog-to-digital converter. Most numerical algorithms are based on floating point arithmetic, and digital automatic gain control is usually implemented using fixed-point arithmetic devices such as programmable logic chips and signal processors. As consequence of fixed-point arithmetic and hardware constraints usage, the out-put significant bits should be truncated correctly. Although many studies mention digital automatic gain control, its characteristics are not considered in detail in terms of the finite capacity of calculators.

Objective. The purpose of the study is to analyze dynamic characteristics of digital automatic gain control implemented on a computer for operations on numbers with fixed-point.

Materials and methods. Within the frames of the study in Matlab software was developed a mathematical model of digital automatic gain control. The model was implemented on a programmable logic chip.

Results. The paper shows the difference in characteristics and features of the digital automatic gain control during operations on fixed-point numbers. The study provides the assessment of the effect of fixed-point signals on the stability of the digital automatic gain control and includes the analysis of causes of spurious oscillations of the control signal.

Conclusion. The study proposes the algorithm for compensation of the control signal oscillations by means of correction of the reference level of the digital automatic gain control. Further is required to verify the proposed algorithm on real signals. The results of the study are relevant in development of digital receivers for communication systems of various purposes.

Key words: digital AGC, fixed point operations, rounding of numbers, control signal, parasitic oscillations

For citation: Prasolov A. A. Characteristics of Digital AGC in Fixed-Point Operations. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 2, pp. 5–12. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-2-5-12 (In Russ.)

Source of financing. Initiative work.

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Received 22.02.2019; accepted 18.03.2019; published online 24.04.2019

Введение. В настоящее время системы связи в большей степени являются цифровыми [1], [2]. В таких приемниках аналоговый сигнал дискретизируется и квантуется с использованием аналого-цифрового преобразователя (АЦП), как правило, на промежуточной частоте [3]. Для предотвращения насыщения АЦП максимальное значение аналогового сигнала на промежуточной частоте поддерживается на фиксированном уровне, обеспечивающем максимально возможное отношение сигнал/шум при отсутствии нелинейных искажений, цепью автоматической регулировки усиления (АРУ) [4].

Большинство численных алгоритмов обработки сигналов основаны на арифметике с плавающей точкой, а полностью цифровая АРУ обычно реализуется с помощью устройств, работающих на арифметике с фиксированной точкой, таких как программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) и цифровые сигнальные процессоры [5]. В силу дискретной сетки отсче-

тов для этих устройств характерно наличие ошибки квантования аналогового сигнала.

Слабые сигналы, принимаемые антенной, после выполнения аналого-цифрового преобразования на промежуточной или высокой частоте сначала поступают на цифровой понижающий преобразователь для переноса на нулевую частоту, а затем – в многоступенчатые фильтры-дециматоры. Задача последних заключается в снижении скорости цифрового потока до значения, соответствующего условиям теоремы о полосовой дискретизации. Чем больше коэффициент децимации, тем выше разрядность сигнала на выходе фильтра-дециматора [6]. Из-за использования арифметики с фиксированной точкой и ограниченной разрядности регистров вычислителя разрядность выходных сигналов уменьшается без существенного ухудшения отношения сигнал/шум.

Описанию базовой структуры и теории полностью цифровой АРУ (ЦАРУ) посвящено много

исследований. Например, в [7] дана общая структура АРУ, проанализирован динамический диапазон. Анализ стабильности и времени регулирования ЦАРУ в приемнике цифрового телевидения с учетом характерного для этого применения мультиплексирования и ортогонального частотного разделения выполнен в [8]–[10]. Необходимо отметить, что, несмотря на использование ЦАРУ в различных приложениях, достигнутая к настоящему времени точность ее работы, определяющая, в частности, появление искажений сигнала, не соответствует требованиям систем реального времени. Кроме того, характеристики ЦАРУ подробно не рассматривались с учетом конечной разрядности вычислителей [5].

Целью настоящей статьи является анализ динамических характеристик ЦАРУ при реализации алгоритма на ПЛИС и описание моделирования ее работы в математическом пакете Matlab.

Структурная схема ЦАРУ при фиксированной разрядности. В [11] рассмотрены параметры ЦАРУ, полученные в результате ее моделирования в математическом пакете MATLAB при вычислениях с двойной точностью (64 бит). Однако при реализации ЦАРУ в реальном устройстве придется столкнуться, с одной стороны, с ограничением разрядности, а с другой – с выполнением всех вычислений над числами с фиксированной точкой. Поэтому далее рассмотрены параметры ЦАРУ при указанной реализации.

На рис. 1 показана структурная схема ЦАРУ при фиксированной разрядности шин: разрядность входного сигнала $x(n)$ – 16 бит, а разрядность управляющего сигнала $A'(n)$ – 6 бит. Следовательно, разрядность неусеченного сигнала $y(n)$ составит 22 бит.

Схема ЦАРУ при фиксированной разрядности шин и регистров (рис. 1) имеет небольшие отличия от структурной схемы ЦАРУ, промоделированной

в [11]. Во-первых, вместо операции умножения на коэффициент α используется операция деления, так как α является коэффициентом фильтра и принимает значения, не превосходящие 1. Тогда α вычисляется как $\alpha = 1/\alpha^*$, где α^* – заданное значение постоянной времени. Во-вторых, в структурную схему добавлен блок масштабирования, в котором выполняется операция деления управляющего сигнала на константу $2^{(22-6)}$ для перевода значения управляющего сигнала из 22-разрядного представления в 6-разрядное. Основное отличие заключается в том, что коэффициент передачи ЦАРУ регулируется только в одном направлении: увеличивается от 1 до 2^n , где n – разрядность шины управления.

При моделировании результаты математических операций округляются к ближайшему значению разрядной сетки, что соответствует методу, обычно используемому в цифровых процессорах [12]. При выходе результата за пределы разрядной сетки оно округляется до этого предела, поскольку в большинстве вычислителей, в том числе и в ПЛИС, вычисление выполняется циклически по модулю 2^n , т. е. при $n = 8 \quad 255 + 1 = 0$. Такой режим вычисления в математическом пакете MATLAB называется "wrap" [13].

Сравнение характеристик ЦАРУ при моделировании в математическом пакете MATLAB и реализации на ПЛИС. Основными характеристиками системы АРУ в статическом режиме являются: амплитудная $U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$ и регулировочная $K_0(U_p)$ зависимость общего коэффициента усиления всех регулируемых каскадов от регулирующего напряжения.

Цепь обратной связи характеризуется статической зависимостью $U_p(U_{\text{вых}})$. Эффективность системы АРУ оценивается динамическим диапазо-

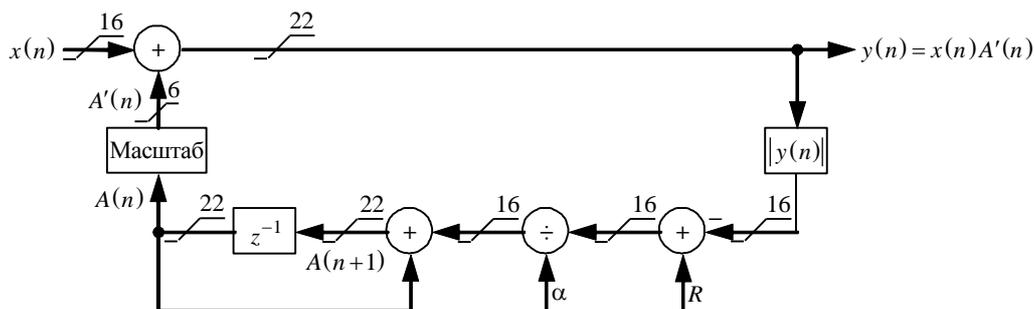


Рис. 1. Структурная схема ЦАРУ
 Fig. 1. Block diagram of digital automatic gain control

ном, связанным с регулировочной характеристикой:

$$D_p = K_{0\max}/K_{0\min} = m/p, \quad (1)$$

где $m = U_{\text{ВХ max}}/U_{\text{ВХ min}}$, $p = U_{\text{ВЫХ max}}/U_{\text{ВЫХ min}}$ – динамические диапазоны входного и выходного сигналов соответственно.

Показатели качества, определяемые по кривой переходного процесса, называют прямыми оценками качества [14]. К этим показателям относятся: ошибка регулирования, быстродействие, перерегулирование.

Для оценки точности системы управления используется ошибка регулирования [14]:

$$\Delta(n) = R - h(n),$$

где R – опорный уровень сигнала ЦАРУ; $h(n)$ – переходная характеристика. Таким образом, ошибка регулирования является зеркальным отображением переходной характеристики относительно опорного уровня.

Ошибка регулирования с течением времени стремится к некоторому постоянному значению, называемому статической ошибкой:

$$\Delta_{\text{ост}} = \lim_{n \rightarrow \infty} \Delta(n).$$

Статическая ошибка является одной из основных количественных характеристик процессов системы управления [14].

Быстродействие ЦАРУ характеризуют длительностью переходного процесса t_n – временем перехода от начала процесса до момента достижения установившегося значения со статической ошибкой $\Delta_{\text{ост}}$, не превышающей заданного значения. В качестве установившегося значения примем значение переходной характеристики в момент времени $T_{\text{уст}}$, который удовлетворяет условию: $T_{\text{уст}} \gg t_n$. Тогда длительность переходного процесса вычисляется как [14]

$$t_n = \min [t_i | h(n) - h(T_{\text{уст}}) \leq \Delta, n \geq t_i].$$

Перерегулирование, характеризующее колебательные свойства системы, определяется как относительное отклонение от установившегося значения [5]:

$$\sigma = \frac{h_{\max} - h(T)}{h(T)},$$

где h_{\max} – максимальное значение переходной функции.

Табл. 1. Показатели качества ЦАРУ с фиксированной точкой
Table 1. Quality indicators of digital automatic gain control with fixed point

Показатель качества Quality indicator	MATLAB		Quartus II	
	α			
	0.5	0.1	0.5	0.1
Статическая ошибка $\Delta_{\text{ост}}$ Static error $\Delta_{\text{ост}}$	0	0	0	0
Время переходного процесса t_n , отсчетов Transition time t_n , samples	3	11	3	11
Перерегулирование σ , % Overshoot σ , %	0	0	0	0

Табл. 2. Показатели качества ЦАРУ с плавающей точкой
Table 2. Quality indicators of digital automatic gain control with floating point

Показатель качества Quality indicator	α		
	0.5	0.1	0.05
Статическая ошибка $\Delta_{\text{ост}}$ Static error $\Delta_{\text{ост}}$	0	$2.2 \cdot 10^{-16}$	$5.5 \cdot 10^{-16}$
Время переходного процесса t_n , отсчетов Transition time t_n , samples	53	332	668
Перерегулирование σ , % Overshoot σ , %	0	0	0

Корректность модели на основе структурной схемы ЦАРУ (рис. 1) в математическом пакете MATLAB подтверждается реализацией данной ЦАРУ на ПЛИС в среде разработки Quartus II. В табл. 1 приведены результаты реализации рассматриваемой ЦАРУ в MATLAB и Quartus II при различных значениях коэффициента α . Как видно из табл. 1, модель, полученная в математическом пакете MATLAB, соответствует реализации на ПЛИС в среде разработки Quartus II. Необходимо отметить, что отличием, полученным при моделировании работы ЦАРУ с фиксированной точкой (табл. 1), явилось существенное сокращение времени переходного процесса по сравнению с режимом с плавающей точкой (табл. 2), вследствие возрастания шага регулирования.

Влияние разрядности сигналов на качественные показатели ЦАРУ. При увеличении разрядности сигналов (рис. 1) время регулирования приближается к значениям, приведенным в табл. 2. Однако повышение разрядности сигнальных шин без увеличения разрядности управляющего сигнала $A'(n)$ не приводит к росту времени регулирования, так как точность будет ограничиваться разрядностью шины $A'(n)$ 6 бит (табл. 3). Результаты, приведенные в табл. 3, были получены

Табл. 3. Показатели качества ЦАРУ при различной разрядности шин данных
Table 3. Quality indicators of digital automatic gain control with different data bus capacity

Показатель качества Quality indicator	Разрядность шины данных, бит					
	32		22		16	
	A(n), бит					
Статическая ошибка $\Delta_{\text{ост}}$ Static error $\Delta_{\text{ост}}$	1.5×10^{-8}		1.5×10^{-5}		9.8×10^{-4}	
Время переходного процесса t_n , отсчетов Transition time t_n , samples	27		17		11	
Перерегулирование σ , % Overshoot σ , %	0		0		0	

при условии, что $R=1$, $\alpha=0.5$, а на выходе блока масштабирования сохраняются пределы изменения управляющего сигнала от 0 до 32.

Показатели качества линейной ЦАРУ при различных значениях уровня входного сигнала. Поскольку разрядность управляющего сигнала влияет на шаг регулирования, это должно сказываться как на статической ошибке, так и на перерегулировании. Для изучения этого эффекта на вход ЦАРУ подавался сигнал с уровнем, не соответствующим дискретному значению разрядной сетки управляющего сигнала.

В табл. 4 приведены показатели качества линейной ЦАРУ при различных уровнях сигнала на входе, опорном уровне $R=1$, $\alpha=0.5$ и 0.1. Как следует из приведенных данных, при приближении входного сигнала к дискретным значениям разрядной сетки в петле ЦАРУ возникает перерегулирование. Это связано с дискретным изменением управляющего сигнала между двумя сосед-

Табл. 4. Показатели качества ЦАРУ в зависимости от уровня входного сигнала
Table 4. Quality indicators of digital automatic gain control depending on the input signal level

Уровень входного сигнала	α					
	0.5			0.1		
	$\Delta_{\text{ост}}$	t_n , отсчетов	σ , %	$\Delta_{\text{ост}}$	t_n , отсчетов	σ , %
0.01	$1.8 \cdot 10^{-4}$	581	0	$1.8 \cdot 10^{-4}$	3120	0
0.02	$3.1 \cdot 10^{-5}$	228	0	$3.1 \cdot 10^{-5}$	1224	0
0.03	0.01	98	20	0.01	529	20
0.04	0.02	152	20	0.02	822	20
0.05	0	60	0	0	321	0
0.06	0.02	69	20	0.02	375	20
0.07	0.03	21	40	0.03	107	40
0.08	0.02	21	60	0.02	107	60
0.09	0.01	21	80	0.01	107	80
0.10	0	21	0	0	107	0

ними значениями дискретной сетки, характерным для операций с фиксированной точкой.

Влияние сигналов с фиксированной точкой на стабильность работы ЦАРУ. На рис. 2 показано изменение управляющего сигнала при входном сигнале $x(n)=0.03$, $R=1$ и $\alpha=0.5$, а на рис. 3 – изменения этого сигнала в зависимости от его среднего уровня. Как видно из рисунков, операции с фиксированной точкой в ЦАРУ не позволяют достичь установившегося режима, так как статическая ошибка составляет половину младшего значащего разряда.

Для борьбы с указанным явлением предложены решения, основанные на введении дополнительных элементов в схему ЦАРУ. В [15] в схему ЦАРУ добавлен блок детектирования колебаний, который устанавливает на выходе цифрового фильтра одно из двух значений сигнала ошибки, между которыми происходят колебания, либо иное значение, сводящее ошибку регулирования к минимуму. В [16] описан алгоритм построения автоматической регулировки усиления с фильтром Калмана в цепи обратной связи АРУ для установки усиления K в этой цепи.

Аналогичного эффекта можно достичь подстройкой опорного сигнала под минимум ошибки.

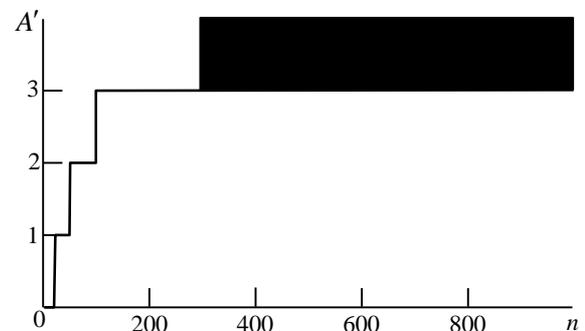


Рис. 2. Управляющий сигнал ЦАРУ при вычислениях с фиксированной точкой
Fig. 2. The control signal of digital automatic gain control in fixed point calculations

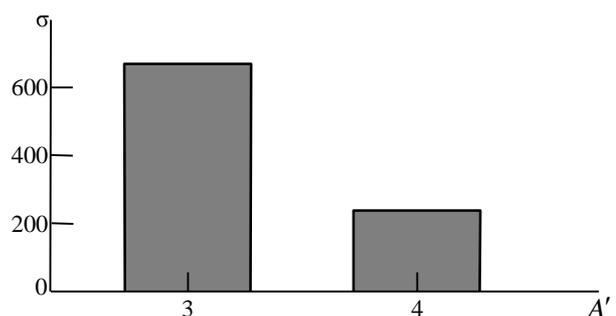


Рис. 3. Перерегулирование управляющего сигнала
Fig. 3. The overshoot of the control signal

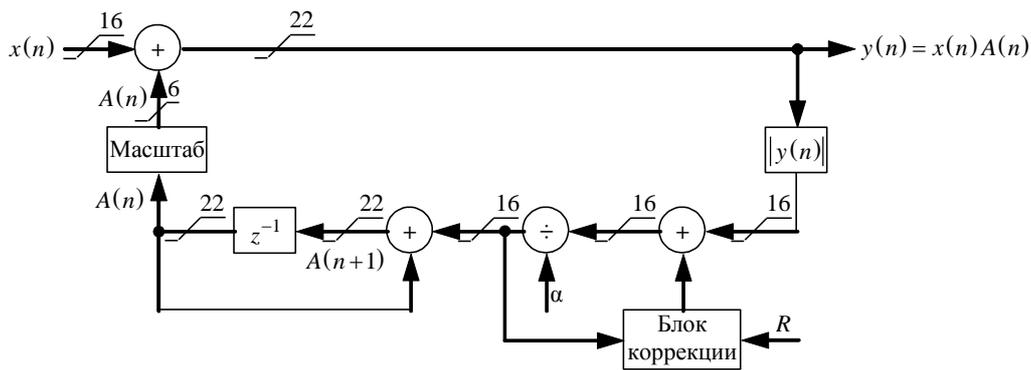


Рис. 4. Структурная схема ЦАРУ с блоком коррекции опорного уровня

Fig. 4. Block diagram of digital automatic gain control with reference level correction unit

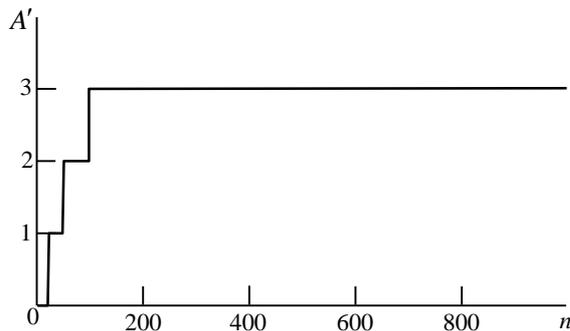


Рис. 5. Управляющий сигнал ЦАРУ при вычислениях с фиксированной точкой и коррекции опорного уровня
Fig. 5. The control signal of digital automatic gain control in fixed point calculations and reference level correction

На рис. 4 показана модернизированная структурная схема ЦАРУ, в которую добавлен блок коррекции опорного уровня. Этот блок изменяет опорный уровень R таким образом, чтобы ошибка регулирования не превосходила шаг квантования управляющего сигнала $A'(n)$: $|y(n)| - R < 1/2^b$, где b – разрядность управляющего сигнала. Показатели качества цифровой АРУ при этом не изменяются, однако это позволяет устранить колебания управляющего сигнала в установившемся режиме (рис. 5).

Заключение. Основное отличие работы ЦАРУ при вычислениях с фиксированной точкой заключается в том, что регулировка ее коэффициента передачи осуществляется только в одном направлении. При работе с фиксированной точкой время переходного процесса заметно сокращается, так как возрастает шаг регулирования, а это сказывается как на статической ошибке, так и на перерегулировании. При увеличении разрядности статическая ошибка уменьшается. Однако операции с фиксированной точкой в ЦАРУ не позволяют достичь установившегося режима, так как статическая ошибка из-за конечного шага регулирования не стремится к нулю, а равна половине младшего значащего разряда. В результате возникают колебания управляющего сигнала.

Предложена модернизированная схема ЦАРУ, в которую добавлен блок коррекции опорного уровня, позволяющий компенсировать статическую ошибку. Проверка предложенного алгоритма на реальных сигналах предусматривается в дальнейшем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Digital Enterprise and Information Systems // Intern. Conf., DEIS 2011, London, UK July 20–22, 2011. Proc.; ed. by E. Ariwa, E. El-Qawasmeh. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2011. 766 p.
2. Sigismondi P. The digital globalization of entertainment: New paradigms in the 21st century global mediascape. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2012. 138 p. (The Economics of Information, Communication and Entertainment. Vol. 3).
3. Narieda S. AGC and ADC effects on receiver performance in FDM based narrowband wireless systems // 2013 IEEE 10th Consumer Communications and Networking Conf. (CCNC), Las Vegas, NV, USA, 11–14 Jan. 2013.

4. Pan H. Y. M., Larson L. E. Improved Dynamic Model of Fast-Settling Linear-in-dB Automatic Gain Control Circuit // 2007 IEEE Intern. Symp. on Circuits and Systems. New Orleans, LA, USA, 27–30 May 2007. Piscataway: IEEE, 2007. P. 681–684. doi: 10.1109/ISCAS.2007.377900
5. Huang C., Yan X., He L. A high-precision all-digital automatic gain control algorithm for broadband real-time spectrum analyzer // 2013 Intern. Conf. on Communications, Circuits and Systems (ICCCAS). Chengdu, China, 15–17 Nov. 2013. Piscataway: IEEE, 2013. Vol. 1. P. 240–244. doi: 10.1109/ICCCAS.2013.6765225

6. Yan X., Wang Q., Qin K. A new signal capture method based on real-time multi-domain trigger in communication analyzer // 2009 IEEE Circuits and Systems Intern. Conf. on Testing and Diagnosis. Chengdu, China, 28–29 April 2009. Piscataway: IEEE, 2009. P. 1–4. doi: 10.1109/CAS-ICTD.2009.4960757
7. Vucic M., Butorac M. All-digital high-dynamic automatic gain control // 2009 IEEE Intern. Symp. on Circuits and Systems. Taipei, Taiwan, 24–27 May 2009. Piscataway: IEEE, 2009. P. 1032–1035. doi: 10.1109/ISCAS.2009.5117935
8. Optimized digital automatic gain control for DVB-S2 system / Y. Zhang, J. Cao, C. Wu, J. Han, X. Zeng // 2010 Wireless Telecommunications Symp. (WTS). Tampa, FL, USA, 21–23 April 2010. Piscataway: IEEE, 2010. P. 1–5. doi: 10.1109/WTS.2010.5479628
9. Implementation of automatic gain control in OFDM digital receiver on FPGA / L. Liang, J. Shi, L. Chen, S. Xu // 2010 Intern. Conf. on Computer Design and Applications. Qinhuangdao, China, 25–27 June 2010. Piscataway: IEEE, 2010. Vol. 4. P. V4-446–V4-449. doi: 10.1109/ICCD.2010.5540895
10. Ju C., Ma J. Finite word length analysis and design of digital automatic gain control system for mobile TV

applications // 2009 Intern. SoC Design Conf. (ISOC). Busan, South Korea, 22–24 Nov. 2009. Piscataway: IEEE, 2009. P. 270–273. doi: 10.1109/SOCD.2009.5423800

11. Прасолов А. А., Шпак С. А. Моделирование переходного процесса цифровой автоматической регулировки усиления // Информационные технологии моделирования и управления. 2013. № 1. С. 40–45.
12. Raj A. A. B. FPGA-Based Embedded System Developer's Guide. Boca Raton: CRC Press, 2018. 804 p.
13. Bouganis C. S., Constantinides G. A. Synthesis of DSP algorithms from infinite precision specifications // High-Level Synthesis. Dordrecht: Springer, 2008. P. 197–214.
14. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического управления. СПб.: Профессия, 2003. 752 с.
15. Pat. USA 6,292,120. Int.Cl. H03M 1/18 (2006.01.01). Automatic gain control for input to analog to digital converter / D. Painchaud, L. J. Wachter. Publ. 09/18/2001.
16. Azou S., Luca M. B., Burel G. Automatic gain control in a Kalman filter based synchronization chaotic receiver // Proc. of IEEE Communications Conf., Bucharest, Romania, June 3–5, 2004. Piscataway: IEEE, 2004. P. 1–4.

Прасолов Александр Александрович – инженер по специальности "Радиосвязь, радиовещание и телевидение" (2004), старший преподаватель кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича. Автор 18 научных публикаций. Сфера научных интересов – цифровые радиоприемные устройства; ПЛИС.
E-mail: prasolov.alex@gmail.com

REFERENCES

1. Digital Enterprise and Information Systems: Intern. Conf., DEIS 2011, London, UK July 20–22, 2011. Proc.; ed. by E. Ariwa, E. El-Qawasmeh. Berlin Heidelberg, Springer-Verlag, 2011, 766 p.
2. Sigismondi P. The Digital Globalization of Entertainment: New Paradigms in the 21st Century Global Mediascape. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2012, 138 p. (The Economics of Information, Communication and Entertainment. Vol. 3).
3. Nareda S. AGC and ADC Effects on Receiver Performance in FDM Based Narrowband Wireless Systems. 2013 IEEE 10th Consumer Communications and Networking Conf. (CCNC), Las Vegas, NV, USA, 11–14 Jan. 2013. Piscataway, IEEE, 2013, pp. 449–454. doi: 10.1109/CCNC.2013.6488482
4. Pan H. Y. M., Larson L. E. Improved Dynamic Model of Fast-Settling Linear-in-dB Automatic Gain Control Circuit. 2007 IEEE Intern. Symp. on Circuits and Systems. New Orleans, LA, USA. 27–30 May 2007. Piscataway, IEEE, 2007, pp. 681–684. doi: 10.1109/ISCAS.2007.377900
5. Huang C., Yan X., He L. A High-Precision All-Digital Automatic Gain Control Algorithm for Broadband Real-Time Spectrum Analyzer. 2013 Intern. Conf. on Communications, Circuits and Systems (ICCCAS). Chengdu, China, 15–17 Nov. 2013. Piscataway, IEEE, 2013, vol. 1, pp. 240–244. doi: 10.1109/ICCCAS.2013.6765225
6. Yan X., Wang Q., Qin K. A New Signal Capture Method Based on Real-Time Multi-Domain Trigger in Communication Analyzer. 2009 IEEE Circuits and Systems Intern. Conf. on Testing and Diagnosis. Chengdu, China, 28–29 April 2009. Piscataway, IEEE, 2009, pp. 1–4. doi: 10.1109/CAS-ICTD.2009.4960757
7. Vucic M., Butorac M. All-Digital High-Dynamic Automatic Gain Control. 2009 IEEE Intern. Symp. on Circuits and Systems. Taipei, Taiwan, 24–27 May 2009. Piscataway, IEEE, 2009, pp. 1032–1035. doi: 10.1109/ISCAS.2009.5117935
8. Zhang Y., Cao J., Wu C., Han J., Zeng X. Optimized Digital Automatic Gain Control for DVB-S2 System. 2010 Wireless Telecommunications Symp. (WTS). Tampa, FL, USA, 21–23 April 2010. Piscataway, IEEE, 2010, pp. 1–5. doi: 10.1109/WTS.2010.5479628
9. Liang L., Shi J., Chen L., Xu S. Implementation of Automatic Gain Control in OFDM Digital Receiver on FPGA. 2010 Intern. Conf. on Computer Design and Applications. Qinhuangdao, China, 25–27 June 2010. Piscataway, IEEE, 2010, vol. 4, pp. V4-446–V4-449. doi: 10.1109/ICCD.2010.5540895
10. Ju C., Ma J. Finite Word Length Analysis and Design of Digital Automatic Gain Control System for Mobile TV Applications. 2009 Intern. SoC Design Conf. (ISOC). Busan, South Korea, 22–24 Nov. 2009. Piscataway, IEEE, 2009, pp. 270–273. doi: 10.1109/SOCD.2009.5423800

11. Prasolov A. A., Shpak S. A. Simulation of the Transient Digital Automatic Gain Control. *Informatsionnye tekhnologii modelirovaniya i upravleniya* [Information Technology Modeling and Management]. 2013, no. 1, pp. 40–45. (In Russ.)
12. Raj A. A. B. FPGA-Based Embedded System Developer's Guide. Boca Raton, CRC Press, 2018, 804 p.
13. Bouganis C. S., Constantinides G. A. Synthesis of DSP Algorithms from Infinite Precision Specifications. High-Level Synthesis. Dordrecht: Springer, 2008, pp. 197–214.
14. Besekerskii V. A., Popov E. P. *Teoriya sistem avtomaticheskogo upravleniya* [Theory of Automatic Control Systems]. SPb, *Professiya*, 2003, 752 p. (In Russ.)
15. Painchaud D., Wachter L. J. Pat. USA 6,292,120. Int.Cl. H03M 1/18 (2006.01.01). Automatic Gain Control for Input to Analog to Digital Converter. Publ. 09.18.2001.
16. Azou S., Luca M. B., Burel G. Automatic Gain Control in a Kalman Filter Based Synchronization Chaotic Receiver. Proc. of IEEE Communications Conf., Bucharest, Romania, June 3–5, 2004. Piscataway, IEEE, 2004, pp. 1–4.

Aleksandr A. Prasolov – Dipl.-engineering (2004), Engineer in "Radio communications, broadcasting and television", Senior Lecturer of the Department of Radio Communications and Broadcasting of The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications. The author of 18 scientific publications. Area expertise: digital radio receivers; FPGAs.
E-mail: prasolov.alex@gmail.com

Книжные новинки



УДК 621.396.677
ББК 3 845.4
Ш64

Авторы: А. М. Александрин, Р. О. Рязанцев, Ю. П. Саломатов, М. И. Сугак.
Широкополосные линзовые антенны из искусственного неоднородного диэлектрика (практические конструкции) / под. ред. Ю. П. Саломатова.

СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2018. 182 с.
ISBN 978-5-7629-2364-4

Рассмотрены вопросы электродинамического моделирования и конструирования широкополосных линзовых антенн с использованием искусственного диэлектрика на основе плоскостойких сред. Применение в линзовых антеннах искусственного неоднородного диэлектрика позволяет существенно расширить их функциональные возможности. Рассмотрены вопросы практической реализации неоднородного диэлектрика с зависящим от координат коэффициентом преломления с учетом современных технологических возможностей. Освещены вопросы анализа неоднородных плоскостойких сред, таких, как периодические, с перфорацией, радиально-неоднородные, а также вопросы моделирования линзовых антенн из неоднородного искусственного диэлектрика, включая проектирование облучателей. Приведены данные экспериментальных исследований неоднородных линзовых антенн, выполненных на основе предлагаемых в книге моделей.

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-2-13-21>

УДК 621.396.96

Д. С. Боровицкий¹, А. Е. Жестерев¹, В. П. Ипатов², Р. М. Мамчур²✉

¹АО "Российский институт радионавигации и времени"
пр. Обуховской Обороны, д. 120, лит. ЕЦ, Санкт-Петербург, 192012, Россия

²Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

ФИЛЬТРАЦИЯ И СГЛАЖИВАНИЕ ДАННЫХ СПУТНИКОВОГО ВЫСОТОМЕРА ПРИ НАЗЕМНОЙ ДООБРАБОТКЕ

Аннотация

Введение. Спутниковый радиовысотомер является основным элементом космических аппаратов, функционирующих в составе комплексов дистанционного мониторинга поверхности Земли. Бортовая петля слежения за запаздыванием в спутниковом высотомере, согласно утвердившимся воззрениям, функционально служит лишь инструментом надежного удержания принимаемого эхосигнала в следящем окне, тогда как "чистовое" измерение альтиметрических параметров (высоты орбиты носителя, значимой высоты волны, отражающей способности зондируемой поверхности и др.) возлагается на наземную дообработку данных. В ходе указанной процедуры данные с высотомера подвергаются, в частности, фильтрации и сглаживанию.

Цель работы. Исследование алгоритмов дообработки данных, транслируемых с высотомера, в наземном измерительном сегменте.

Методы и материалы. Известно, что фильтрация данных выполняется уже на борту космического аппарата и реализована в контуре автосопровождения эхосигнала по времени на базе α - β -фильтра. Тем не менее, на этапе наземной дообработки более целесообразным представляется применение фильтра Калмана, обладающего рядом теоретически оптимальных свойств и эффективно использующего доступный вычислительный ресурс.

Результаты и заключение. В статье описана реализация упомянутых операций фильтрации и сглаживания на базе алгоритма Калмана применительно к выработанным ранее оценкам запаздывания эхосигнала. По результатам проведенного компьютерного моделирования констатируется, что калмановские фильтрация и сглаживание повышают точность оценки запаздывания в режиме дообработки в два раза и более в зависимости от значимой высоты волны.

Ключевые слова: спутниковый высотомер, дообработка, фильтр Калмана, сглаживание

Для цитирования: Фильтрация и сглаживание данных спутникового высотомера при наземной дообработке / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 2. С. 13–21. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-2-13-21

Источник финансирования. Инициативная работа.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 05.12.2018; статья принята к публикации 18.03.2019; опубликована онлайн 24.04.2019



Dmitry S. Borovitsky¹, Alexander E. Zhesterev¹, Valery P. Ipatov², Ruslan M. Mamchur^{2✉}

¹JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time"
120, Lt. EC5, Obukhovskoy Oborony pr., 192012, St. Petersburg, Russia

²Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

SATELLITE ALTIMETER DATA FILTERING AND SMOOTHING IN THE COURSE OF GROUND-BASED RETRACKING

Abstract

Introduction. Satellite radar altimeter is an essential part of the Earth remote sensing space missions. Satellite altimeter on-board delay-lock loop, by a widely shared concept, is operationally just a tool of a reliable retaining of received echo-signal within the tracking window, while "fine" altimetric parameter (orbit height, significant wave height, scattering cross section per unit of a probed surface, etc.) measuring is committed to the ground-based retracking of data. In particular, in the course of retracking altimeter data are being filtered and/or smoothed.

Objective. The paper subject is study of retracking algorithms of altimeter data transmitted from the space vehicle to the ground segment.

Methods and materials. It is known that data filtering already presents on-board the space vehicle and is implemented in delay-lock loop based on the α - β -filter. However, at the stage of ground-based retracking it seems more appropriate to use the Kalman filter, which possesses a number of theoretical optimal features and is efficient as for utilization of the available computational resource.

Results and conclusions. In the paper implementation of filtering and smoothing via Kalman algorithm is described. On the ground of computer simulation data it is stated that Kalman filtering and smoothing make estimate accuracy two and more times higher depending on significant wave height.

Key words: satellite altimeter, retracking, Kalman filter, smoothing

For citation: Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Satellite Altimeter Data Filtering and Smoothing in the Course of Ground-Based Retracking. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 2, pp. 13–21. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-2-13-21 (In Russ.)

Source of financing. Initiative work.

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Received 05.12.2018; accepted 18.03.2019; published online 24.04.2019

Введение. Спутниковый высотомер является неотъемлемой частью космических миссий дистанционного зондирования Земли. Обработка данных высотомера может быть условно разбита на три этапа [1], [2]:

– первичная обработка на борту космического аппарата (КА), информационное ядро которой составляют процедуры слежения за запаздыванием и за уровнем принимаемого эхосигнала;

– дообработка, в процессе которой предварительные оценки альтиметрических параметров, переданные с борта КА, максимально уточняются с использованием процедур фильтрации/сглаживания;

– постобработка, в задачи которой входит учет разнообразных физических факторов, потенциально снижающих достоверность полученных результатов.

В настоящей статье рассмотрена дообработка данных высотомера, поступающих на наземный комплекс с борта КА по телеметрической линии. В [3], [4] внимание фокусировалось на индивидуальной обработке каждого из накопленных за N зондирований эхосигналов. Дальнейший ресурс снижения погрешностей полученных оценок альтиметрических параметров состоит в их фильтрации и сглаживании. В публикациях по спутниковым альтиметрам серии TOPEX/Poseidon, Jason и им подобным в качестве эталона для сопоставлений принят односекундный интервал фильтрации/сглаживания, охватывающий от десятка до нескольких десятков (в зависимости от частоты зондирования) усредненных эхосигналов [5]–[7].

Терминологически фильтрация и сглаживание различаются тем, что первая процедура оценива-

ет значение нужного параметра на текущий момент t на базе данных, поступивших до этого момента включительно, тогда как вторая способна возвращаться от будущего к прошлому, улучшая оценку на момент t за счет использования данных, наблюдаемых после него [2], [8], [9]. Вначале будет рассмотрена процедура фильтрации, поскольку сглаживание может трактоваться как двойная фильтрация – сначала "вперед", т. е. по мере поступления данных, одновременно записываемых в буфер, а затем "назад", т. е. по ходу считывания их из буфера в обратном порядке [9]–[11].

Фильтрация выполняется уже на борту КА: в конуре автосопровождения эхосигнала по времени упомянутых миссий она реализуется, например, на базе α - β -фильтра, эквивалентного замкнутой петле второго порядка астатизма [6], [12], [13]. На этапе наземной дообработки можно было бы пойти по аналогичному пути, фильтруя каждый из оцениваемых параметров в "своем" α - β -фильтре. Однако более целесообразным представляется использование процедуры Калмана, весьма эффективно утилизирующей доступный вычислительный ресурс и обладающей рядом теоретически оптимальных свойств. Если, в частности, априорная динамика измеряемых параметров адекватно описывается марковской моделью, а шум наблюдений аддитивен, то фильтр Калмана минимизирует среднеквадратические ошибки оценок на рассматриваемый момент времени с учетом всей предыстории наблюдений. Если вдобавок флуктуации модели и шум наблюдения считать гауссовскими, фильтр Калмана обретает оптимальность и по критерию максимума апостериорной вероятности оценок [9]–[11].

Фильтр Калмана. Приведем соотношения, описывающие идею дискретной фильтрации Калмана [9]–[11]. В рамках априорной марковской модели изменение вектора состояния \mathbf{x}_k от k -го момента к $(k+1)$ -му описывается уравнением состояния

$$\mathbf{x}_{k+1} = \Phi_k \mathbf{x}_k + \mathbf{w}_k, \quad k=0, 1, \dots, \quad (1)$$

где Φ_k – матрица перехода (переходная матрица) с размерами $n \times n$; \mathbf{w}_k – n -мерный случайный вектор с нулевым средним $\overline{\mathbf{w}_k} = 0$ и корреляционной матрицей $Q_k = \overline{\mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^T}$. Для того чтобы цепь состояний (1) оказалась марковской, векторы \mathbf{w}_k для разных моментов времени должны быть независимы.

Уравнение наблюдения, связывающее текущий наблюдаемый вектор \mathbf{y}_k размером m с текущим вектором состояния, имеет вид

$$\mathbf{y}_k = H_k \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k, \quad k=0, 1, \dots,$$

где H_k – матрица с размерами $m \times n$; \mathbf{v}_k – m -мерный случайный вектор с нулевым средним $\overline{\mathbf{v}_k} = 0$ и корреляционной матрицей $R_k = \overline{\mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^T}$. Последовательность векторов \mathbf{v}_k образует шум измерений (наблюдений). Подобно векторам \mathbf{w}_k в уравнении состояния (1) для разных моментов времени шумы измерений независимы. Шумы модели и измерений также взаимно независимы.

Пусть $\hat{\mathbf{x}}_k$ – оценка вектора состояния, выработанная на основании всех наблюдений до k -го включительно; $\hat{\mathbf{x}}_k^-$ – прогноз этой оценки на основании всех предшествующих наблюдений (т. е. вплоть до $(k-1)$ -го); P_k – корреляционная матрица ошибок измерения вектора состояния на k -м шаге, определенная всеми наблюдениями до k -го включительно:

$$P_k = \overline{(\hat{\mathbf{x}}_k - \mathbf{x}_k)(\hat{\mathbf{x}}_k - \mathbf{x}_k)^T},$$

а P_k^- – экстраполированная по предшествующим наблюдениям версия P_k . Тогда уравнение, описывающее алгоритм Калмана, запишется в виде [9]–[11]

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \hat{\mathbf{x}}_k^- + K_k (\mathbf{y}_k - H_k \hat{\mathbf{x}}_k^-),$$

где матрица K_k с размерами $n \times m$ есть коэффициент усиления фильтра Калмана на k -м шаге.

Коэффициент усиления K_k и корреляционная матрица P_k на выходе фильтра даются соотношениями

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1};$$

$$P_k = (I_n - K_k H_k) P_k^-,$$

где I_n – единичная матрица с размерами $n \times n$, а экстраполированная корреляционная матрица P_k^- определяется равенством

$$P_k^- = \Phi_{k-1} P_{k-1} \Phi_{k-1}^T + Q_{k-1}, \quad k=1, 2, \dots$$

Сглаживание альтиметрических данных.

Как уже указывалось, при сглаживании для уточнения оценки измеряемого параметра в текущий момент t привлекаются не только наблюдения, поступившие вплоть до этого момента, но и те, которые будут получены впоследствии. Иначе говоря, при сглаживании выдача оценки для момента t откладывается до накопления количества наблюдений, гарантирующего приемлемую достоверность результата. В приложении к спутниковой альтиметрии сглаживание актуально, например, в задачах ассимиляции, т. е. учета больших массивов равнооточных данных в многомерных геофизических, океанографических и метеорологических моделях, используемых для прогнозирования климатических изменений, мониторинга океанских течений и циркуляций и т. п. [1], [8], [14]–[16].

Традиционно принято различать три разновидности процедуры сглаживания [9]–[11], [17]:

- на фиксированном интервале, когда все наблюдения, набранные на временном отрезке $[0, T]$, используются для формирования оценки на произвольный момент времени внутри этого отрезка: $t \in [0, T]$;

- для фиксированной точки $t = t_0$ по наблюдениям до произвольного момента $T > t_0$;

- с фиксированной задержкой, т. е. при априори заданном запаздывании формирования оценки относительно момента ее привязки к реальному времени.

Для дообработки альтиметрической информации характерна первая из перечисленных процедур, которая и описана ниже.

Как отмечалось, общепринятая технология сглаживания реализуется по схеме "вперед–назад" (forward–backward). Проход "вперед" есть обычная фильтрация Калмана, усложненная запоминанием результатов всех промежуточных шагов (оценок вектора состояния $\hat{\mathbf{x}}_k$, а также экстраполированной P_k^- и вычисленной P_k корреляционных матриц, $k = 1, 2, \dots$). Указанная дополнительная нагрузка на память, отсутствующая при фильтрации, необходима для выполнения прохода в обратном направлении.

Предположим, что интервал сглаживания охватывает M шагов, и введем добавочные обозначения: $\hat{\mathbf{x}}_{k|M}$ – окончательная (при проходе назад) оценка

вектора состояния на k -м шаге; $P_{k|M}$ – корреляционная матрица, вычисленная на k -м шаге прохода назад; G_k – коэффициент усиления k -го шага фазы "назад". По завершении процедуры фильтрации (фазы "вперед") проход назад стартует со значения $k = M$ при начальных условиях

$$\hat{\mathbf{x}}_{M|M} = \hat{\mathbf{x}}_M; P_{M|M} = P_M$$

и продолжается для $k = M - 1, M - 2, \dots$ вплоть до $k = 1$ согласно уравнениям сглаживания [9]–[11], [17]:

$$G_k = P_k \Phi_k^T (P_{k+1}^-)^{-1};$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{k|M} = \hat{\mathbf{x}}_k + G_k (\hat{\mathbf{x}}_{(k+1)|M} - \Phi_k \hat{\mathbf{x}}_k);$$

$$P_{k|M} = P_k + G_k (P_{(k+1)|M} - P_{k+1}^-) G_k^T.$$

Моделирование процедур фильтрации и сглаживания при дообработке. Рассмотрим приложение алгоритма Калмана к фильтрации последовательности оценок запаздывания, выдаваемых временным дискриминатором дообработки. Последний формирует оценку для каждого из усредненных за N зондирований эхосигналов. Выберем для описания динамики измеряемого параметра простую модель второго порядка, считая компонентами вектора состояния \mathbf{x}_k искомое запаздывание τ_k усредненного эхосигнала на k -м шаге и его приращение за один шаг $\dot{\tau}_k$:

$$\mathbf{x}_k = \begin{bmatrix} \tau_k \\ \dot{\tau}_k \end{bmatrix}.$$

Примем в качестве переходной следующую матрицу, не зависящую от времени:

$$\Phi_k = \Phi = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, k = 0, 1, \dots, \quad (2)$$

означающую, что без учета шума модели значение τ_k прирастает относительно τ_{k-1} на величину $\dot{\tau}_k$, причем $\dot{\tau}_k$ остается неизменной. Будем также считать шум модели стационарным с корреляционной матрицей

$$Q_k = Q = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \sigma_q^2 \end{bmatrix}, k = 0, 1, \dots, \quad (3)$$

означающей, что модельный шум с дисперсией σ_q^2 непосредственно влияет только на вторую компоненту вектора состояния.

Описанная модель отвечает движению со случайным ускорением, примерный диапазон значений которого при пролете КА над акваторией можно косвенно оценить, опираясь на данные некоторых источников. В частности, в [2], [6] отмечается, что в режиме дообработки целесообразно корректировать фильтруемые данные по ускорению на основании информации, поступающей с борта КА по телеметрической линии.

Кроме того, в [2] приведена оценка некомпенсированных ошибок орбитальных замеров ускорения, не превышающая нескольких сантиметров за секунду в квадрате. Поскольку за одну секунду радиолокационный сигнал проходит в прямом и обратном направлениях $1.5 \cdot 10^8$ м, ошибка в оценке ускорения на $5 \text{ см}/\text{с}^2$ эквивалентна ускорению вариаций запаздывания $0.33 \text{ нс}/\text{с}^2$. Полагая слу-

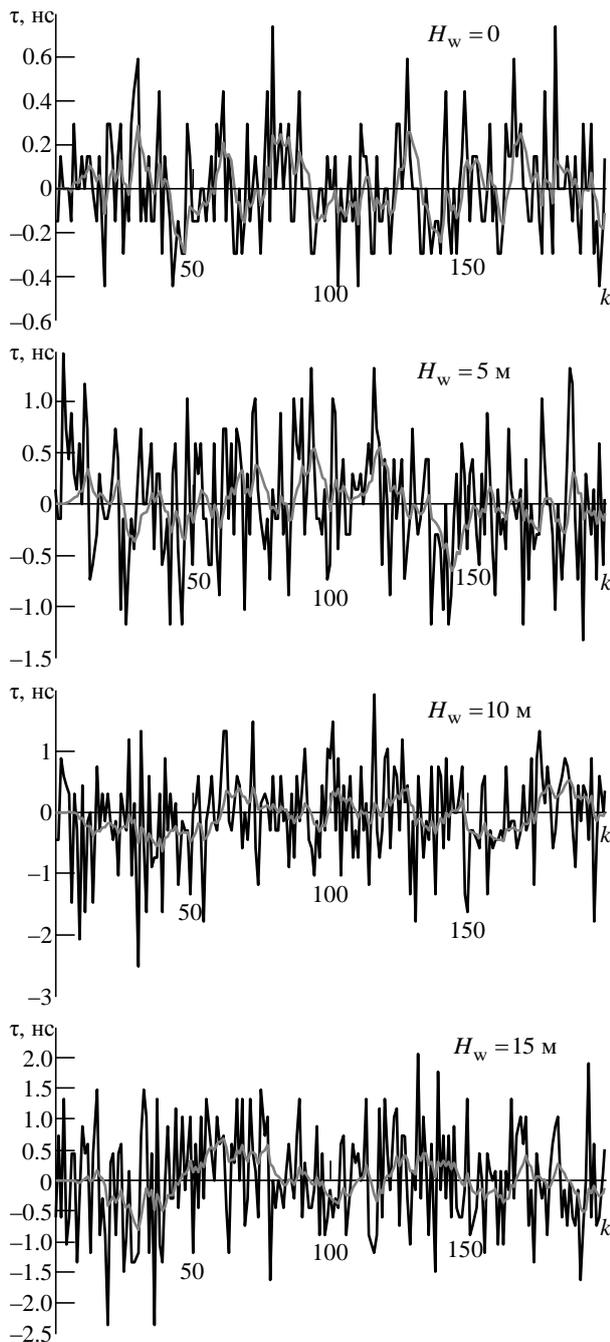


Рис. 1. Потoki наблюдений и отклики фильтра Калмана
 Fig. 1. Observation flows and Kalman filter responses

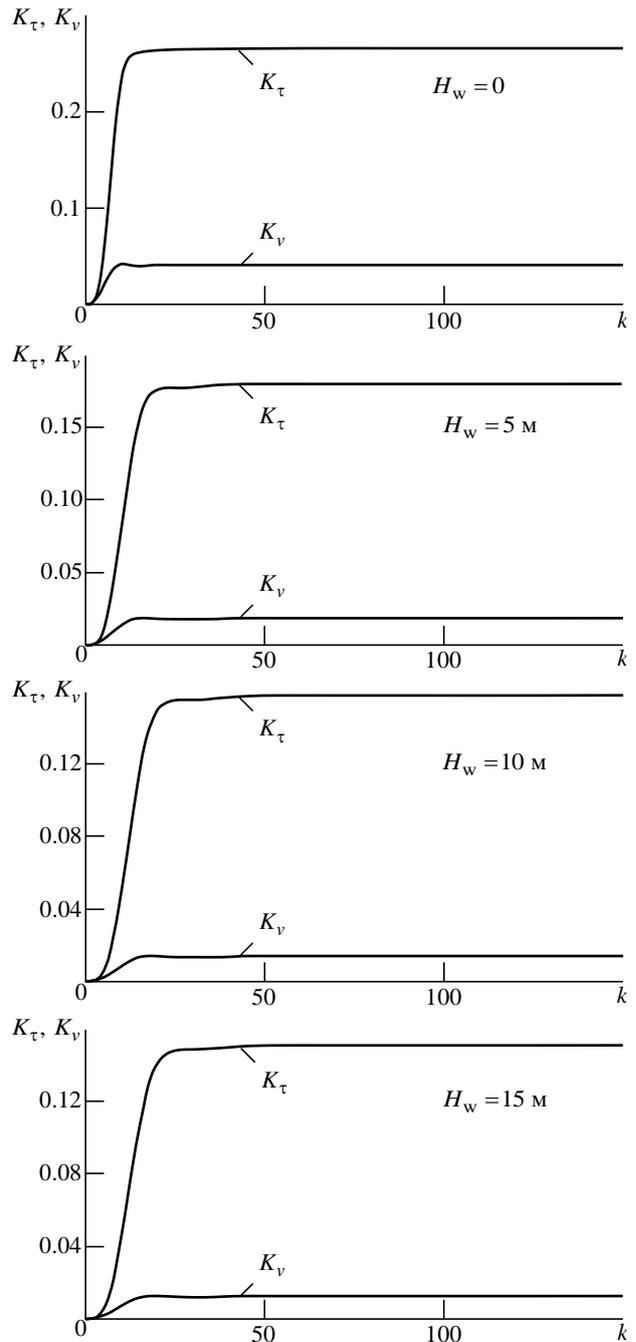


Рис. 2. Установлены коэффициенты усиления фильтра Калмана по запаздыванию и по скорости его изменения
 Fig. 2. Setting of the Kalman filter TOA gain and TOA change rate gain

чайную некомпенсированную ошибку по ускорению распределенной по гауссовскому закону, по правилу "трех сигм" получим ее стандартное отклонение $0.11 \text{ нс}/\text{с}^2$. Наконец, для современных альтиметров (TOPEX/Poseidon, Jason, AltiKa) типичен интервал повторения усредненных эхосигналов $T_r < 0.1 \text{ с}$ [5]–[7], что означает стандартное отклонение случайных вариаций скорости $\sigma_q < 0.011 \text{ нс}/\text{с}$, т. е. дисперсию модельного шума $\sigma_q^2 < 1.21 \cdot 10^{-22} \text{ с}^2/\text{с}^2$. Именно такие значения σ_q^2 использованы далее в модели фильтра Калмана.

Определим теперь матрицу преобразования состояния в наблюдение H_k и корреляционную матрицу шума наблюдений R_k . Так как в рассматриваемом случае наблюдения образуют скалярный поток оценок запаздывания усредненных эхосигналов, а вектор состояния принят двухкомпонентным, размер первой из названных матриц – 1×2 . Ограничиваясь случаем независимости этой матрицы от времени, имеем

$$H_k = H = [1 \ 0]. \quad (4)$$

Что же касается матрицы R_k , она есть скаляр, при стационарности шума измерений не зависящий от времени:

$$R_k = R = \sigma_v^2, \quad (5)$$

где σ_v^2 – дисперсия фильтруемых оценок запаздывания.

На основе (2)–(5) в среде MATLAB реализована модель фильтра Калмана для $N = 100$ зондирований, высоты орбиты КА $h = 1000 \text{ км}$, отношения сигнал/шум для эхосигнала $q = 10 \text{ дБ}$, ширины луча антенны по уровню половинной мощности $\theta_0 = 0.6^\circ$, полосы сигнала $W = 300 \text{ МГц}$ и четырех значений значимой высоты волны H_w . На рис. 1 показаны потоки наблюдений (черные линии) и отклики на них фильтра Калмана (серые линии).

Рис. 2 иллюстрирует процессы установления коэффициента усиления фильтра Калмана по запаздыванию K_τ и по скорости его изменения K_v . В таблице представлены значения среднеквадратических ошибок измерения запаздывания на входе σ_v и выходе σ_τ фильтра Калмана, выигрыва в точности оценки за счет фильтрации

Результаты моделирования фильтра Калмана
Results of Kalman filter simulation

Параметр Parameter	$H_w, \text{ м}$				
	0	5	10	15	20
$\sigma_v, \text{ нс}$	0.220	0.548	0.722	0.869	0.875
$\sigma_\tau, \text{ нс}$	0.115	0.234	0.289	0.333	0.335
γ	1.91	2.35	2.50	2.61	2.61
Время установления, шаги Transient time, steps	15	20	24	25	26

$\gamma = \sigma_v/\sigma_\tau$, а также времени установления коэффициента усиления в числе шагов. Как показывают графики и данные таблицы, процедура фильтрации повышает точность оценки запаздывания в режиме дообработки вдвое и более в зависимости от значимой высоты волны H_w .

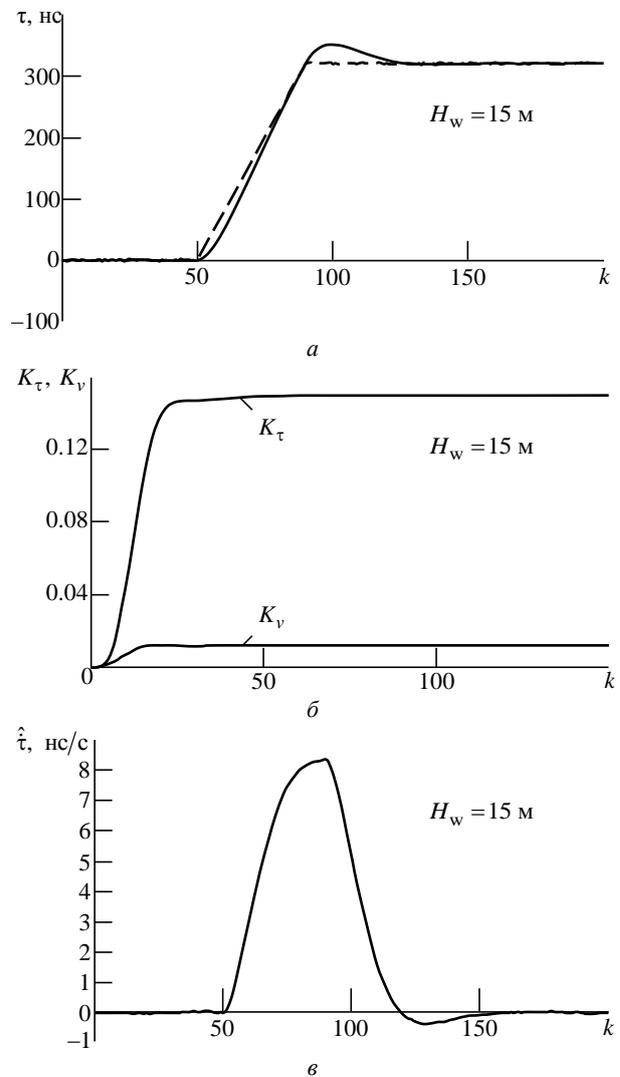


Рис. 3. Эпюры, поясняющие реакцию фильтра Калмана на скоростной скачок
Fig. 3. Curves of the Kalman filter response to velocity hop:
a – filter input and output waveforms; б – gain dynamics;
в – estimation of the TOA rate

В продолжение рассмотренных тестов на фильтр Калмана также подавалась последовательность первичных оценок запаздывания при скоростном скачке от нуля до 50 м/с и обратно продолжительностью 1 с. При частоте зондирования около 4 кГц и числе усредняемых эхосигналов $N=100$ этот временной отрезок соответствует 40 шагам фильтрации. Результаты этого испытания при $H_w = 15$ м и прежних остальных исходных данных иллюстрируются рис. 3: эпюры

на входе (штриховая линия) и выходе (сплошная линия) фильтра (а), динамика коэффициента усиления (б) и зависимость от времени оценки скорости изменения запаздывания (в). Как можно видеть, фильтр без затруднений отрабатывает такой маневр.

Результаты компьютерного эксперимента по сглаживанию для прежних исходных данных отражают рис. 4, 5. На рис. 4 приведены эпюры отклика фильтра Калмана (направление "вперед") (черные кривые) в сравнении с окончательными результатами

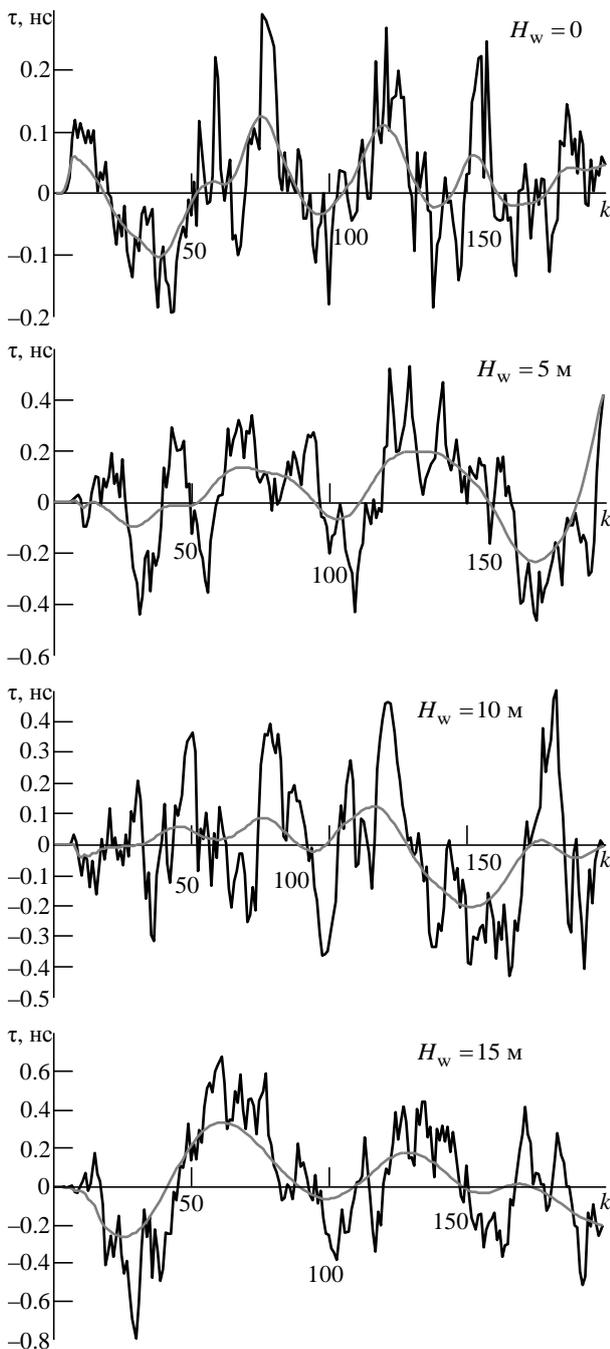


Рис. 4. Эпюры отклика фильтра Калмана
 Fig. 4. Diagram of the Kalman filter response:
 black lines – filtering; gray lines – smoothing

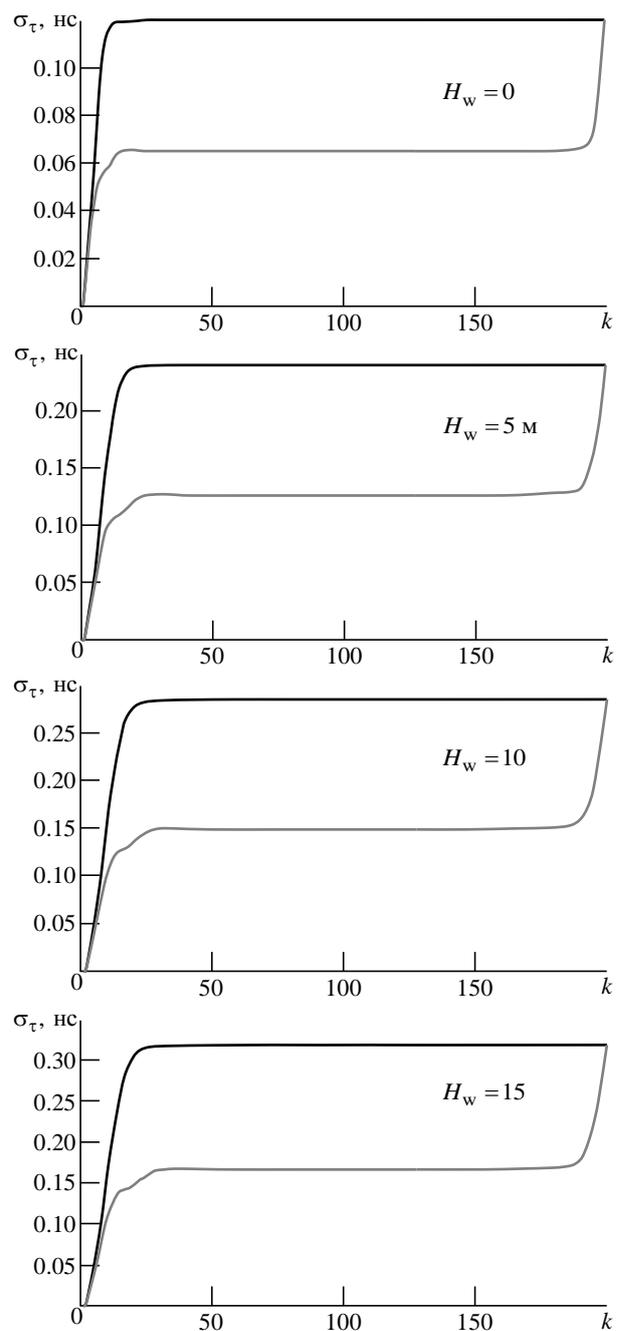


Рис. 5. Среднеквадратическая ошибка оценки запаздывания
 Fig. 5. TOA estimate standard deviation:
 black lines – filtering; gray lines – smoothing

сглаживания (направление "назад") (серые кривые). Рис. 5 показывает изменения среднеквадратических ошибок фильтрации (черные кривые) и сглаживания (серые кривые) на фиксированном интервале. Для финишной точки интервала сглаживание обеспечивает ту же точность, что и просто фильтрация, однако для большинства внутренних точек ("в прошлом") выигрыш сглаживания в точности достаточно весом (порядка двух раз).

Заключение. В статье проанализированы алгоритмы фильтрации и сглаживания альтиметрических данных на стадии их дообработки. Проведенное компьютерное моделирование процедур Калмана показало, что в зависимости от значимой высоты волны среднеквадратическая ошибка оценки запаздывания эхосигнала может быть снижена по крайней мере вдвое.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Coastal Altimetry / ed. by S. Vignudelli, A. G. Kostianoy, P. Cipollini, J. Benveniste. Berlin: Springer, 2011. 565 p.
2. Satellite Altimetry / D. B. Chelton, J. C. Ries, B. J. Haines et al. // Satellite Altimetry and Earth Sciences: a Handbook of Techniques and Applications; ed. by L.-L. Fu, A. Cazenave. San Diego: Academic Press, 2001. P. 1–132.
3. Исследование характеристик робастных дискриминаторов запаздывания спутникового высотомера / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 4. С. 13–23. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-13-23
4. Оценка параметров эхосигнала спутникового высотомера методами статистической подгонки на стадии дообработки / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. № 1. С. 5–16. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-5-16.
5. Improving the Jason-1 ground retracking to better account for attitude effects / L. Amarouche, P. Thibaut, O. Z. Zanife, J.-P. Dumont, P. Vincent, N. Steunou // Marine Geodesy. 2004. Vol. 27, № 1–2. P. 171–197. doi: 10.1080/01490410490465210
6. Comparison of the Ku-Band range noise level and the relative sea-state bias of the Jason-1, TOPEX, and Poseidon-1 radar altimeters / O. Z. Zanife, P. Vincent, L. Amarouche, J.-P. Dumont, P. Thibaut, S. Labroue // Marine Geodesy. 2003. Vol. 26, no. 3–4. P. 201–238. (Spec. Iss.: Jason-1 Calibration/Validation). doi: 10.1080/714044519
7. AltiKa altimeter: instrument description and in flight performance / N. Steunou, J. D. Desjonquères, N. Picot, P. Sengenès, J. Noubel, J. C. Poisson // Marine Geodesy. 2015. Vol. 38, № 1. P. 22–42. doi: 10.1080/01490419.2015.1006381
8. Satellite altimetry in geodesy and oceanography / ed. by R. Rummel and F. Sanso. Berlin: Springer, 1993. 479 p.
9. Сейдж Э., Мелс Дж. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении / пер. с англ. М.: Связь, 1976. 496 с.
10. Brown R. G., Hwang P. Introduction to random signals and applied Kalman filtering. 4th ed. New York: John Wiley & Sons, 2012. 397 p.
11. Grewal M. S., Andrews A. Kalman filtering: theory and practice using MATLAB. 2th ed. New York: John Wiley & Sons, 2001. 401 p.
12. Poseidon-3 radar altimeter: new modes and in-flight performances / J. D. Desjonquères, G. Carayon, N. Steunou, J. Lambin // Marine Geodesy. 2010. Vol. 33. P. 53–79. doi: 10.1080/01490419.2010.488970
13. Rodriguez E., Martin J. M. Correlation properties of ocean altimeter returns // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing. 1994. Vol. GRS-32, № 3. P. 553–561. doi: 10.1109/36.297974
14. Webb D. J., Moore A. Assimilation of altimeter data into ocean models // J. of Physical Oceanography. 1986. Vol. 16. P. 1901–1913. doi: 10.1175/1520-0485(1986)016<1901:AOADIO>2.0.CO;2.
15. Marshall J. C. Determining the ocean circulation and improving the geoid from satellite altimetry // J. of Physical Oceanography. 1985. Vol. 15. P. 330–349. doi: 10.1175/1520-0485(1985)015<0330:DTOCAI>2.0.CO;2.
16. Mellor G. L., Ezer T. A Gulf stream model and an altimetry assimilation scheme // J. of Geophysical Research. 1991. Vol. 96. P. 8779–8795. doi: 10.1029/91JC00383.
17. Медич Дж. Статистически оптимальные линейные оценки и управление / пер. с англ. М.: Энергия, 1973. 440 с.

Боровицкий Дмитрий Сергеевич – кандидат технических наук (2016), ведущий научный сотрудник АО "Российский институт радионавигации и времени" (Санкт-Петербург). Автор 25 научных публикаций. Сфера научных интересов – широкополосные системы радиолокации и радионавигации, теория сигналов. E-mail: dmitry_nepogodin@mail.ru

Жестерев Александр Евгеньевич – кандидат технических наук (1982), начальник отдела АО "Российский институт радионавигации и времени" (Санкт-Петербург). Автор 35 научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокация и радионавигация; теория связи. E-mail: zhesterev@mail.ru

Ипатов Валерий Павлович – доктор технических наук (1983), профессор (1985) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Заслуженный деятель науки РФ (2001), почетный радист СССР (1983). Автор более 300 научных работ. Сфера научных интересов – радиоэлектронная системотехника; статистическая теория связи; широкополосные системы радиолокации, радионавигации и передачи данных; теория сигналов. E-mail: ival1941@yandex.ru

Мамчур Руслан Михайлович – магистр техники и технологий по направлению "Радиотехника" (2015), аспирант и ассистент кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 15 научных публикаций. Сфера научных интересов – статистическая теория связи; широкополосные системы радиолокации, радионавигации и передачи данных; теория сигналов; техническая электродинамика.
E-mail: ruslan.mamchur@mail.ru

REFERENCES

1. Coastal Altimetry; ed. by S. Vignudelli, A. G. Kostianoy, P. Cipollini, J. Benveniste. Berlin: Springer, 2011, 565 p.
2. Chelton D. B., Ries J. C., Haines B. J. et al. Satellite Altimetry. Satellite Altimetry and Earth Sciences: a Handbook of Techniques and Applications; ed. by L.-L. Fu and A. Cazenave. San Diego: Academic Press, 2001, pp. 1–132.
3. Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Study of Robust TOA Discriminators for Space-Based Radar Altimeter. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 4, pp. 13–23. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-13-23 (In Russ.)
4. Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Estimation of Satellite Altimeter Echo-Signal Parameters by Statistical Fitting Methods in the Course of Retracking. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 1, pp. 5–16. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-5-16 (In Russ.)
5. Amarouche L., Thibaut P., Zanife O. Z., Dumont J.-P., Vincent P., Steunou N. Improving the Jason-1 Ground Retracking to Better Account for Attitude Effects. Marine Geodesy. 2004, vol. 27, no. 1–2, pp. 171–197. doi: 10.1080/01490410490465210
6. Zanife O. Z., Vincent P., Amarouche L., Dumont J.-P., Thibaut P., Labroue S. Comparison of the Ku-Band Range Noise Level and the Relative Sea-State Bias of the Jason-1, TOPEX, and Poseidon-1 Radar Altimeters. Marine Geodesy. 2003, vol. 26, no. 3–4, pp. 201–238. (Special Issue: Jason-1 Calibration/Validation). doi: 10.1080/714044519
7. Steunou N., Desjonquères J. D., Picot N., Sengenès P., Noubel J., Poisson J. C. AltiKa Altimeter: Instrument Description and in Flight Performance. Marine Geodesy. 2015, vol. 38, no. 1, pp. 22–42. doi: 10.1080/01490419.2015.1006381
8. Satellite Altimetry in Geodesy and Oceanography; ed. by R. Rummel and F. Sanso. Berlin, Springer, 1993, 479 p.
9. Sage A. P., Melsa J. L. Estimation Theory with Application to Communication and Control. New York, McGraw-Hill, 1971, 529 p.
10. Brown R. G., Hwang P. Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering. 4th ed. New York, John Wiley & Sons, 2012, 397 p.
11. Grewal M. S., Andrews A. Kalman Filtering: Theory and Practice Using MATLAB. 2th ed. New York, John Wiley & Sons, 2001, 401 p.
12. Desjonquères J. D., Carayon G., Steunou N., Lambin J. Poseidon-3 Radar Altimeter: New Modes and in-Flight Performances. Marine Geodesy. 2010, vol. 33, pp. 53–79. doi: 10.1080/01490419.2010.488970
13. Rodriguez E., Martin J. M. Correlation Properties of Ocean Altimeter Returns. IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing. 1994, vol. GRS-32, no. 3, pp. 553–561. doi: 10.1109/36.297974
14. Webb D. J., Moore A. Assimilation of Altimeter Data into Ocean Models. J. of Physical Oceanography. 1986, vol. 16, pp. 1901–1913. doi: 10.1175/1520-0485(1986)016<1901:AOADIO>2.0.CO;2
15. Marshall J. C. Determining the Ocean Circulation and Improving the Geoid from Satellite Altimetry. J. of Physical Oceanography, 1985, vol. 15, pp. 330–349. doi: 10.1175/1520-0485(1985)015<0330:DTOCAL>2.0.CO;2
16. Mellor G. L., Ezer T. A Gulf Stream Model and an Altimetry Assimilation Scheme. J. of Geophysical Research. 1991, vol. 96, pp. 8779–8795. doi: 10.1029/91JC00383
17. Meditch J. S. Stochastic Optimal Linear Estimation and Control. New York, McGraw-Hill, 1969, 394 p.

Dmitry S. Borovitsky – Cand. of Sci. (Engineering) (2016), leading researcher of JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time" (Saint Petersburg). The author of 25 scientific publications. Area of expertise: broadband radiolocation and radio-navigation systems; signal theory.
E-mail: dmitry_nepogodin@mail.ru

Alexander E. Zhesterev – Cand. of Sci. (Engineering) (1982), Chief of the Department of JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time" (Saint Petersburg). The author of 35 scientific publications. Area of expertise: radiolocation and radionavigation systems; communication theory.
E-mail: zhesterev@mail.ru

Valery P. Ipatov – Dr. of Sci. (Engineering) (1983), Professor (1985) of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". Honored scientist of the RF (2001), honorable radioman of the USSR (1983). The author of more than 300 scientific publications. Area of expertise: radio-electronic system engineering; statistical communication theory; broadband radar, navigation and data systems; signal theory.
E-mail: ival1941@yandex.ru

Ruslan M. Mamchur – Master of Science in Radio Engineering (2015), postgraduate student and assistant of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 15 scientific publications. Area of expertise: statistical communication theory; broadband radar, navigation and data systems; signal theory; technical electro-dynamics.
E-mail: ruslan.mamchur@mail.ru

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2018-22-2-22-30>

УДК 004.932.2

Н. А. Обухова, А. А. Мотыко[✉], А. А. Поздеев

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

ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ УЛУЧШЕНИЯ ЭНДОСКОПИЧЕСКИХ (МЕДИЦИНСКИХ) ИЗОБРАЖЕНИЙ

Аннотация

Введение. Современные технологии виртуальной хромоскопии призваны существенно повысить диагностическую ценность предъявляемых врачу изображений. Анализ существующих технологий показывает, что имеющиеся решения не лишены значительных недостатков. Одни требуют для работы проведения сложной предварительной аппаратной калибровки, другие используют глобальные преобразования, не позволяющие учесть локальные особенности тканей, и т. д. В целом сейчас не существует технологии виртуальной хромоскопии, устраивающей большинство потенциальных пользователей – врачей, а следовательно, есть поле для исследования.

Цель работы. Разработка метода для виртуальной хромоскопии с учетом недостатков, выявленных у аналогов в результате анализа.

Методы и материалы. Для проведения исследований были использованы открытые базы данных эндоскопических изображений, с помощью которых в результате моделирования и эксперимента были оценены качественные характеристики предложенного метода.

Результаты. Новый метод виртуальной хромоскопии, главная особенность которого – использование нелинейных локальных функций трансформации при преобразовании RGB-каналов, а также отсутствие процедуры калибровки для получения эффекта виртуальной хромоскопии. Предложенный метод полностью основан на технологии цифровой обработки изображений, включает коррекцию яркости изображения, обеспечивающую возможность получения необходимой визуальной информации как из очень темных, так и из переэкспонированных фрагментов; повышение резкости изображения, подчеркивающее мелкие детали и сосуды.

Заключение. Экспертная оценка полученных результатов показывает, что визуальный эффект предложенного метода соответствует, а в отдельных случаях и превосходит визуальный эффект проприетарных технологий виртуальной эндоскопии I-Scan и FICE.

Ключевые слова: виртуальная хромоскопия, цифровая обработка медицинских изображений, нелинейное контрастирование

Для цитирования: Обухова Н. А., Мотыко А. А., Поздеев А. А. Исследование и разработка методов улучшения эндоскопических (медицинских) изображений // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 2. С. 22–30. doi: 10.32603/1993-8985-2018-22-2-22-30

Источник финансирования. Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант № 17-07-00045.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 27.02.2019; статья принята к публикации 18.03.2019; опубликована онлайн 24.04.2019

© Обухова Н. А., Мотыко А. А., Поздеев А. А., 2019

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



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

RESEARCH AND DEVELOPMENT OF METHODS FOR ENDOSCOPIC (MEDICAL) IMAGES ENHANCEMENT

Abstract

Introduction. The modern technologies of virtual chromoendoscopy provide significant increase of diagnostic value of images considered by a doctor. The analysis of existing technologies shows that the existing solutions have significant disadvantages. Some of them require a complex preliminary calibration of the equipment for operation. Others use global transformations, making impossible consideration of local tissues characteristics and so on. In general, nowadays the technology of virtual chromoendoscopy, which suits the majority of potential users – doctors, does not exist, and, therefore, there it is a field for research.

Objective. Development of the method for virtual chromoendoscopy, with regard to disadvantages identified within the frames of carried out analysis of similar methods.

Methods and materials. For implementation of the research were used open endoscopic image data-bases, by the instrumentality of which, as a result of modeling and experiment, were evaluated quality characteristics of the proposed method.

Results. The new method of virtual chromoendoscopy. The main feature of the method is usage of nonlinear local transformation functions in transformation of RGB channels, as well as absence of calibration procedure for obtaining the effect of virtual chromoendoscopy. The proposed method is completely based on the technology of digital image processing and includes image brightness correction, which provides the possibility to obtain the necessary visual information both from very dark and overexposed fragments; image sharpening, contrasting small details and vessels.

Conclusion. The expert assessment of the obtained results shows that the visual effect of the proposed method corresponds, or in some cases, exceeds the visual effect of proprietary technologies of virtual endoscopy I-Scan and FICE.

Key words: Virtual chromoendoscopy, digital medical image processing, nonlinear contrast enhancing

For citation: Obukhova N. A., Motyko A. A., Pozdeev A. A. Research and Development of Methods for Endoscopic (Medical) Images Enhancement. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 2, pp. 22–30. doi: 10.32603/1993-8985-2018-22-2-22-30 (In Russ.)

Source of financing. This work was supported by the Russian Foundation for Basic Research, grant № 17-07-00045.

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Received 27.02.2019; accepted 18.03.2019; published online 24.04.2019

Введение. Современные эндоскопы играют значительную роль в диагностике заболеваний желудочно-кишечного тракта (ЖКТ).

Необходимость обеспечить высокую точность дифференцирования злокачественных новообразований и проявлений воспалительных процессов при эндоскопическом обследовании стимулирует разработку на базе современных оптических и цифровых технологий новых типов эндоскопических систем с изображениями улучшенного качества (Image-Enhanced Endoscopy – ИЕЕ) [1], [2]. ИЕЕ обеспечивает более высокую специфичность оценки морфологии поражения подчеркиванием микроструктуры слизистой оболочки и капилляров.

К ведущей технологии направления ИЕЕ относится хромоэндоскопия, включающая хромоэн-

доскопию на основе применений красящих растворов и электронную хромоэндоскопию.

Хромоэндоскопия на основе применения красящих растворов – это технология, состоящая в нанесении посредством распыления безвредных для человека красителей на интересующую поверхность слизистой. Нанесение красителя улучшает визуализацию микроструктуры и сосудистых образований обследуемой ткани.

Для реализации такой технологии необходим только аэрозольный катетер, обеспечивающий относительно простой и экономичный способ нанесения красителя. Несмотря на эти преимущества, применение хромоэндоскопии на основе растворов для программ скрининга остается ограниченным из-за отсутствия стандартизированных методов проведения исследований и ме-

тодик анализа полученных изображений. Последнее приводит к неопределенности при идентификации пораженной ткани.

Электронная хромоэндоскопия реализует повышение диагностической ценности медицинских изображений за счет подчеркивания цветом особенностей анализируемых тканей, слизистых или сосудов на основе оптических и цифровых технологий. Сегодня электронную хромоэндоскопию реализуют аппаратно формированием изображений в узкоспектральных диапазонах (Narrow Band Imaging – NBI) [3] и автофлуоресцентных изображений (Auto Fluorescence Imaging – AFI) [4].

Технология NBI разработана компанией "Olympus". В аппаратуре "Olympus" для освещения используется подсветка с длиной волны 415 ± 15 нм и 540 ± 15 нм. Выбор длины волны обусловлен спектром поглощения содержащегося в крови гемоглобина, за счет чего сосуды приобретают темный цвет на фоне светлой окружающей ткани.

Технология AFI основана на обнаружении естественной флуоресценции тканей, обусловленной присутствием в них эндогенных флуорофоров. После возбуждения коротковолновым источником света флуорофоры излучают свет с большей длиной волны, обуславливая различия в автофлуоресцентных спектрах нормальных и пораженных тканей.

Применение оптических фильтров, необходимых для реализации указанных технологий, увеличивает сложность аппаратного обеспечения и энергопотребление эндоскопической системы [5]. Альтернативным направлением является постобработка изображений, полученных в белом свете, с целью моделирования цифровыми методами оптических фильтров – виртуальная хромоэндоскопия.

Наиболее известными технологиями виртуальной хромоэндоскопии являются: FICE (фирма Fuji) [6]; i-scan (фирма PENTAX) [7], [8]; SPIES SPECTRA (фирма STOLZ) [9] и tri-scan [10].

Принцип действия технологии FICE основан на реконструкции изображения с заданной длиной волны из значений RGB-координат, полученных сенсором в белом свете. Синтез восстановленного изображения осуществляется с помощью матрицы линейного преобразования цветовых пространств. FICE может создавать 300 типов спектральных изображений с пятью различными яркостями и с 60 различными длинами волн в диапазоне видимого света от 400 до 695 нм с шагом 5 нм. Основой этой технологии является сложная процедура калибровки с использованием

спектрометра. Цель процедуры калибровки – идентификация коэффициентов матриц преобразования цветовых пространств.

В технологии i-scan используется трехшаговая процедура повышения качества формируемого изображения: подчеркивание неоднородности поверхности (Surface Enhancement – SE), усиление контраста (Contrast Enhancement – CE) и выделение цветовым тоном (Tone Enhancement – TE). В режиме SE изменяются яркости пикселей на границах объектов. SE усиливает синюю компоненту цвета в темных фрагментах эндоскопического изображения для подчеркивания тонких сосудов и неоднородности слизистой оболочки. В режиме TE полученное в белом свете RGB-изображение раскладывается на отдельные R-, G- и B-каналы. Каждый канал модифицируется с помощью нелинейного глобального преобразования, заданного тональными кривыми, после чего реконструируется трехкомпонентное изображение.

Аналогично i-scan, технология tri-scan включает 3 шага: улучшение визуального качества отображения поверхности ткани (Tissue And Surface Enhancement – TSE), улучшение отображения слоя слизистой оболочки (Mucosa Layer Enhancement – MLE) и тоновую коррекцию (Color Tone Enhancement – CTE). Шаг TSE использует модифицированный алгоритм линейного нерезкого маскирования, на шаге MLE преобразуют R-канал с использованием сигмоидной функции. На шаге CTE значения интенсивностей пикселей в каждом канале распределяют равномерно для увеличения цветового контраста.

Известная компания в области телевизионных эндоскопических систем Karl Storz разработала программно-аппаратный комплекс IMAGE1 S 4U, включающий элементы виртуальной хромоэндоскопии [11]. Входящие в комплекс технологии CLARA и CHROMA служат для выравнивания освещенности и повышения контраста изображений. В технологии SPIES SPECTRA B для повышения цветового контраста применяется сдвиг цветового тона.

Анализ существующих в настоящий момент технологий виртуальной хромоэндоскопии показывает следующее:

- в технологиях i-scan, tri-scan и SPIES SPECTRA B используют глобальные преобразования, что не позволяет учитывать особенности каждого фрагмента изображения;

- в технологиях FICE и SPIES SPECTRA A для подбора коэффициентов матрицы линейного преоб-

разования цветowych пространств требуется сложная процедура предварительной аппаратной калибровки.

Дополнительно следует отметить, что технологии i-scan, FICE и SPIES SPECTRA являются проприетарными технологиями крупных фирм-производителей эндоскопического оборудования, что затрудняет проведение сравнительного исследования эффективности и оценки характеристик используемых алгоритмов.

Двухэтапный метод виртуальной хромоэндоскопии. Авторами настоящей статьи разработан метод виртуальной хромоэндоскопии, особенностями которого являются:

1. Возможность обработки каждого канала исходного изображения, полученного в белом свете, отдельными процедурами, принципиальной особенностью которых является использование технологии адаптивного (локального) нелинейного контрастирования, в то время как во всех известных решениях использованы глобальные преобразования. Под глобальным преобразованием понимают преобразование, вид и параметры которого постоянны для всех элементов изображения. В предложенных локальных преобразованиях параметры устанавливаются для каждой области изображения в зависимости от ее особенностей. Применение локальных алгоритмов для эндоскопических изображений является более эффективным по отношению к глобальным, что определяется важным свойством эндоскопических изображений – одновременным присутствием значительных по площади темных и светлых областей из-за сложных условий получения эндоскопических изображений.

2. Отсутствие процедуры калибровки для получения эффекта виртуальной хромоэндоскопии.

Предложенный метод полностью основан на технологии цифровой обработки изображений.

В сформированном эндоскопической камерой изображении каналы R, G, B содержат различные по спектру отклики от тканей, находящиеся на разной глубине наблюдаемого объекта. Эти отклики зависят от кривых спектральной чувствительности сенсора. Эксперименты показали, что указанное различие чувствительности позволяет отображать разные пространственные элементы [6]. В канале R наиболее полно присутствует информация о глубоких кровеносных сосудах и микрососудах, включая расположенные в глубоких слоях слизистой оболочки. В каналах G и B эта информация почти полностью отсутствует. Таким образом, малозаметные на изображении в белом свете особенности могут

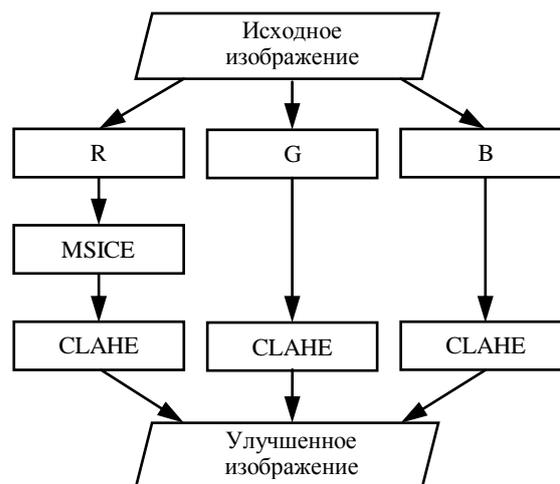


Рис. 1. Структурная схема двухэтапного метода виртуальной хромоэндоскопии
Fig. 1. Block diagram of a two-step method of virtual chromoendoscopy

быть выделены за счет улучшения пространственных характеристик отдельно в каждом канале. Предложенный метод реализует отдельную обработку каждого канала, что позволяет выделить тонкие структуры и обеспечивает возможность исследования характеристик тканей, особенностей слизистой оболочки и аномальных образований с большей эффективностью, чем по исходному изображению, полученному в белом свете.

Разработанный метод на первом шаге включает подчеркивание сосудистых структур; на втором шаге – тоновую коррекцию, выделение цветом структурных особенностей в областях тканей, подлежащих исследованию врачом. Структурная схема метода приведена на рис. 1.

Визуализация кровеносных сосудов. На первом шаге метода виртуальной хромоэндоскопии канал R модифицируют с помощью процедуры многомасштабного локального нелинейного контрастирования (MSICE) [12].

Алгоритм реализует контрастирование основываясь на следующих нелинейных функциях трансформации:

$$G(x) = \frac{(B+A)x}{A+x}; \quad (1)$$

$$H(x) = \frac{Ax}{A+B-x}, \quad (2)$$

$$x = 0, B, A, B \in \mathbb{R},$$

где x – входные данные; B – максимальное значение x (для изображений с глубиной цветового представления 8 бит на канал $B = 255$); A – коэффициент, регулирующий вид функции трансформации; \mathbb{R} – мно-

жество действительных чисел. Варьирование A позволяет получить различные нелинейные кривые и контролирует преобразование между входным значением x и выходным значением функций трансформации $G(x)$ или $H(x)$. Функция $G(x)$ увеличивает значение входных данных в соответствии с коэффициентом A , в то время как функция $H(x)$, наоборот, уменьшает значение входных данных.

Основная идея преобразования заключается в следующем: для каждого пиксела с координатами (i, j) исходного изображения разность между значением его яркости Y_{ij} и средней яркостью его окрестности S_{ij} должна быть увеличена. Если верно условие $Y_{ij} > S_{ij}$, то для того чтобы увеличить яркость пиксела и тем самым разность между его яркостью и средней яркостью окрестности, используют функцию $G(x)$. Если же $Y_{ij} < S_{ij}$, с помощью функции $H(x)$ яркость пиксела уменьшают, также увеличивая разность между его яркостью и средней яркостью окрестности.

Среднее значение яркости окрестности пиксела S_{ij_k} в выбранной зоне усреднения с поперечником k пикселов рассчитывают следующим образом:

$$S_{ij_k} = \frac{1}{(2k+1)^2} \sum_{y=i-k}^{i+k} \sum_{x=j-k}^{j+k} Y_{xy}. \quad (3)$$

Значение коэффициента A определяет степень изменения исходного значения яркости пиксела Y_{ij} в зависимости от разности между Y_{ij} и S_{ij_k} . Небольшое значение разности должно приводить к резкому изменению яркости обрабатываемого пиксела для увеличения локального контраста. Напротив, большие значения первоначальной разности между яркостью пиксела и средней яркостью окрестности обуславливают слабые изменения, так как контраст в этих случаях уже достаточен.

Нелинейное изменение коэффициента A , а также сочетание уравнений (1), (2) и (3) приводят к следующей результирующей функции трансформации для нелинейного контрастирования:

$$\text{Out}_{ij_k}(Y, S) = \begin{cases} \frac{[B + A(Y_{ij} - S_{ij_k})] Y_{ij}}{A(Y_{ij} - S_{ij_k}) + Y_{ij}}, & Y_{ij} \geq S_{ij_k}; \\ \frac{A(S_{ij_k} - Y_{ij}) Y_{ij}}{A(S_{ij_k} - Y_{ij}) + B - Y_{ij}}, & Y_{ij} < S_{ij_k}; \end{cases}$$

$$A(x) = \begin{cases} M, & x = 0; \\ M/x, & x = 1, B, \end{cases}$$

где Out_{ij_k} – скорректированное значение яркости пиксела с координатами (i, j) для зоны усреднения поперечника k ; M – константа, определяющая степень контрастирования. Небольшие значения M приводят к выраженному контрастированию, большие – к умеренному. Полученное авторами в результате экспериментов рекомендуемое значение для флуоресцентных изображений $M = 5000$.

Описанная процедура реализуется для окрестностей трех разных поперечников, окончательный результат получают усреднением:

$$\text{Out}_{ij} = \frac{\text{Out}_{ij_{k1}} + \text{Out}_{ij_{k2}} + \text{Out}_{ij_{k3}}}{3},$$

где Out_{ij} – значение яркости для пиксела с координатами (i, j) . Поперечники окрестностей определяются свойствами обрабатываемых изображений.

Три пространственных масштаба выбраны для обеспечения возможности влиять на нижние, средние и высокие частоты изображения. Экспериментальные исследования показали, что для изображения 1024×768 пикселов $k_1 \approx 110$. Выбор этого значения в качестве опорной точки позволяет рассчитать размер области усреднения для других масштабов:

$$k_2 = k_1/2; \quad k_3 = k_2/2.$$

Тоновая коррекция. Второй шаг предложенного метода предполагает отдельную процедуру коррекции яркостной и контрастной характеристик для каждого канала. На этом шаге предложено использовать адаптивную эквализацию гистограммы с ограничением контрастности (Contrast Limited Adaptive Histogram Equalization – CLAHE) [13], [14].

Алгоритм CLAHE является развитием методов эквализации гистограммы (Histogram Equalization – HE) и адаптивной эквализации гистограммы (Adaptive Histogram Equalization – AHE). HE – глобальный метод, реализующий пересчет распределения значений яркости пикселов для всего изображения. Метод увеличивает контрастность по всей площади изображения, "растягивая" друг от друга наиболее часто встречающиеся значения яркости в гистограмме. На его основе

был предложен локальный метод АНЕ. АНЕ формирует гистограмму и перераспределяет значения яркости для фрагментов, на которые предварительно разбивают исходное изображение.

Алгоритм CLAHE отличается от обычного АНЕ ограничением гистограммы по заранее заданному значению, найденному перед вычислением функции распределения. Он имеет 2 ключевых параметра: размер блока и порог ограничения гистограммы.

В предложенном методе виртуальной хромоэндоскопии использован следующий вариант реализации CLAHE.

Исходное изображение делится на непрерывающиеся блоки. Далее каждый блок обрабатывается отдельно.

Шаг 1. Формируется яркостная гистограмма блока и определяется пороговое ограничение N_{CL} :

$$N_{CL} = N_{clip} N_{avg},$$

где N_{clip} – коэффициент;

$$N_{avg} = (N_{rx} N_{ry}) / N_{gray}$$

(N_{rx} , N_{ry} – число пикселей по горизонтали и вертикали соответственно; N_{gray} – количество уровней яркости в анализируемом фрагменте).

Если число $N_{reg}(i)$ пикселей блока в яркостной гистограмме, обладающих уровнем яркости i , больше, чем N_{CL} , то избыточные пиксеты удаляются с этого уровня и перераспределяются по другим уровням гистограммы.

Шаг 2. Ограничение яркостной гистограммы. Этот шаг представлен псевдокодом, в котором N_{cl_Σ} –

общее число пикселей, подлежащих распределению; $H_{reg_cl}(i)$ – количество пикселей с i -м уровнем яркости в ограниченной яркостной гистограмме:

```

 $N_{cl_\Sigma} = 0;$ 
for  $i = 0, \dots, N_{gray} - 1$ 
  if  $H_{reg}(i) > N_{CL}$  then
     $H_{reg\_cl}(i) = N_{CL};$ 
     $H_{cl_\Sigma} = H_{cl_\Sigma} + H_{reg}(i) - N_{CL};$ 
  end if
end for;
 $H_{avg\_gray} = H_{cl_\Sigma} / N_{gray};$ 
for  $i = 0, \dots, N_{gray} - 1$ 
  if  $H_{reg}(i) < (N_{CL} - H_{avg\_gray})$  then
     $H_{reg\_cl}(i) = N_{CL} + H_{avg\_gray};$ 
     $H_{cl_\Sigma} = H_{cl_\Sigma} - H_{avg\_gray};$ 
  else if  $H_{reg}(i) < N_{CL}$  then
     $H_{reg\_cl}(i) = N_{CL};$ 
     $H_{cl_\Sigma} = H_{cl_\Sigma} - N_{CL} + H_{reg}(i)$ 
  end if
end for;
```

Шаг 3. Оставшиеся после шага 2 пиксеты числом H_{cl_Σ} итеративно перераспределяют по уровням яркости. Псевдокод, соответствующий этой процедуре, имеет вид:

```

while  $N_{cl_\Sigma} > 0$ 
  for  $i = 0, \dots, N_{gray} - 1$ 
    if  $H_{reg\_cl}(i) < N_{CL}$  then
       $H_{reg\_cl}(i) = H_{reg\_cl}(i) + 1;$ 
       $H_{cl_\Sigma} = H_{cl_\Sigma} - 1;$ 
    end if
  end for
end while;
```



Рис. 2. Обработка изображения алгоритмом tri-scan и предложенным алгоритмом:
а – исходное изображение; б – результат обработки алгоритмом tri-scan;
в – результат обработки предложенным алгоритмом

Fig. 2. Image processing by algorithm tri-scan and proposed algorithm:
a – the original image; б – the result of processing by tri-scan algorithm; в – the result of processing by the proposed algorithm

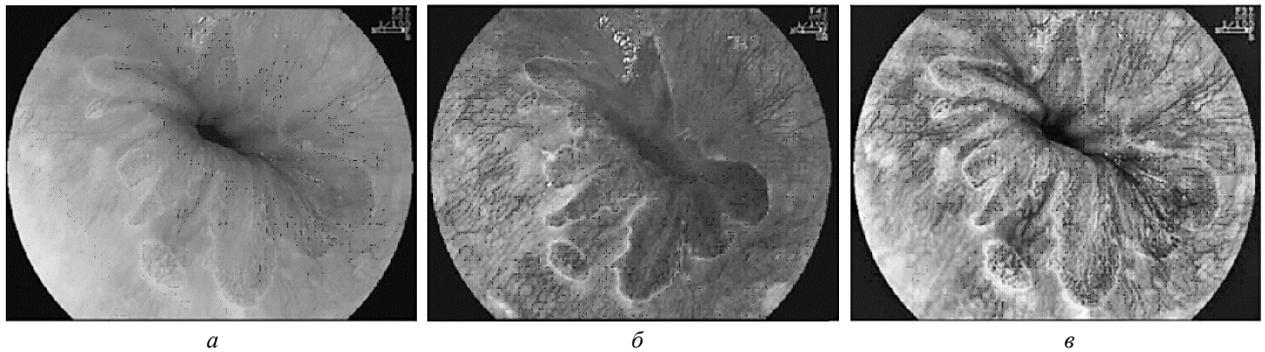


Рис. 3. Обработка изображения алгоритмом FICE и предложенным алгоритмом:
а – исходное изображение; б – результат обработки алгоритмом FICE;
в – результат обработки предложенным алгоритмом

Fig. 3. Image processing by algorithm FICE and proposed algorithm:

а – the original image; б – the result of processing by FICE algorithm; в – the result of processing by the proposed algorithm

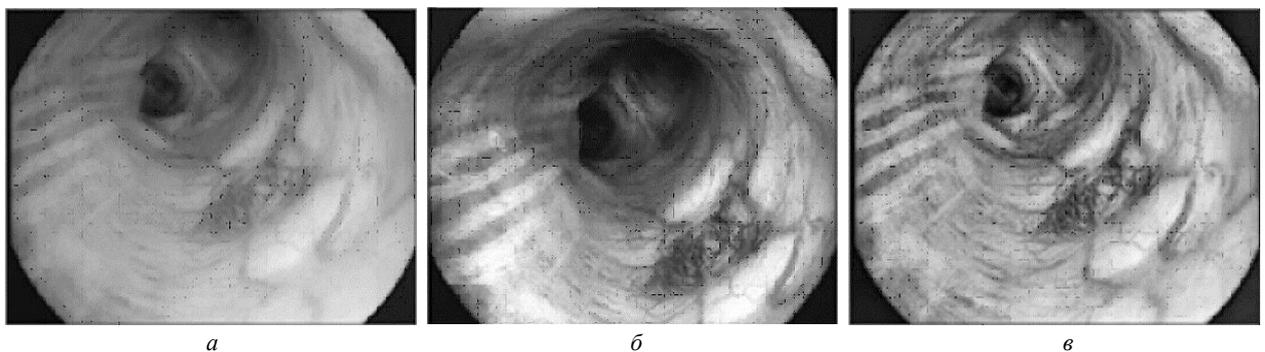


Рис. 4. Обработка изображения алгоритмом i-scan и предложенным алгоритмом:
а – исходное изображение; б – результат обработки алгоритмом i-scan;
в – результат обработки предложенным алгоритмом

Fig. 4. Image processing by algorithm i-scan and proposed algorithm:

а – the original image; б – the result of processing by i-scan algorithm; в – the result of processing by the proposed algorithm

Шаг 4. Преобразование кумулятивной функции распределения ограниченной яркостной гистограммы обрабатываемого блока согласно алгоритму эквализации гистограммы HE.

После обработки всех блоков для устранения граничного эффекта используется билинейная интерполяция.

Результаты экспериментального исследования. Экспериментальная проверка предложенного метода проводилась с использованием собственной базы кольпоскопических изображений (более 100) и открытой базы данных эндоскопических изображений Kvasir [15]. Набор данных Kvasir состоит из 4000 изображений с различным разрешением от 720×576 до 1920×1072 пикселей.

Изображения разделены на 8 классов, представляющих различные случаи патологии. Выраженная репрезентативность исходных изображений (несколько видов эндоскопического обследования и патологий, различные типы сенсоров, с помощью которых получены изображения, а также несколько вариантов разрешения) позволила

провести углубленное исследование предложенного метода, оценить его эффективность в разных условиях. Примеры обработки изображений с помощью предложенного метода в сравнении с результатами обработки tri-scan, FICE и i-scan приведены на рис. 2–4 соответственно.

Для оценки улучшения качества изображения использована метрика Focus Value (FV) [16], представляющая отношение трансформант дискретно-косинусного преобразования, соответствующих энергии постоянной составляющей и энергии остальных составляющих изображения.

Заключение. В таблице приведены результаты расчета метрики FV, усредненные для различных классов эндоскопических изображений. По полученным оценкам можно сделать вывод, что во всех классах изображений с различным диагнозом из базы данных Kvasir, а также на всех изображениях базы данных кольпоскопических изображений метрика FV, полученная после применения описанного алгоритма, увеличивается не менее, чем в 2 раза по сравнению с исходным изображением.

Тип изображения Type of pathology	FV	
	Изображение Image	
	Исходное Original	Обработанное Processed
Эзофагит Esophagitis	0.015	0.043
Лифтинг полипов Dyed lifted polyps	0.031	0.069
Резекция полипов Dyed resection margins	0.033	0.072
Слепая кишка Normal seccum	0.025	0.067
Привратник Normal pylorus	0.014	0.043
Z-линия Normal z-line	0.015	0.042
Полипы Polyps	0.025	0.059
Язвенный колит Ulcerative colitis	0.031	0.075

Эксперименты показывают, что предложенный метод реализует:

– коррекцию яркости изображения, обеспечивая возможность получить необходимую визуальную информацию как из очень темных, так и из переэкспонированных фрагментов;

– повышение резкости изображения, подчеркивающее мелкие детали и сосуды.

Экспертная оценка полученных изображений показывает, что визуальный эффект предложенного метода превосходит результат коррекции тона с помощью tri-scan, а также соответствует (в отдельных случаях – превосходит) визуальному эффекту проприетарных технологий виртуальной эндоскопии i-scan и FICE.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Won Young Cho, Jae Young Jang, Don Haeng Lee. Recent Advances in Image-enhanced Endoscopy // Clinical Endoscopy. 2011. Vol. 44, № 2. P. 65–75. doi: 10.5946/ce.2011.44.2.65
2. Jae-Young Jang. The Past, Present, and Future of Image-Enhanced Endoscopy // Clinical Endoscopy. 2015. Vol. 48, № 6. P. 466–475. doi: 10.5946/ce.2015.48.6.466
3. Narrow-band Imaging in the Diagnosis of Colorectal Mucosal Lesions: a Pilot Study / H. Machida, Y. Sano, Y. Hamamoto, M. Muto, T. Kozu, H. Tajiri, S. Yoshida // Endoscopy. 2004. Vol. 36, № 12. P. 1094–1098. doi: 10.1055/s-2004-826040.
4. Fundus Autofluorescence Imaging: Review and Perspectives / S. Schmitz-Valckenberg, F. G. Holz, A. C. Bird, R. F. Spaide // Retina. 2008. Vol. 28, № 3. P. 385–409. doi: 10.1097/IAE.0b013e318164a907.
5. American Gastroenterological Association (AGA) Institute Technology Assessment on Image-Enhanced Endoscopy / T. Kaltenbach, Y. Sano, S. Friedland, R. Soetikno // Gastroenterology. 2008. Vol. 134, № 1. P. 327–340. doi: 10.1053/j.gastro.2007.10.062
6. FICE Atlas of Spectral Endoscopic images, 2008. URL: <https://en.fujifilm.com/products/endoscopy/catalogs/pdf/index/fice-atlas-esp.pdf> (дата обращения 09.03.2019)
7. PENTAX Medical i-scan Mini-Atlas for Gastroenterology, 2015. URL: https://www.i-scanimaging.com/fileadmin/user_upload/PENTAX_i-scan_Mini-Atlas.pdf (дата обращения 09.03.2019)
8. Efficacy of I-Scan Imaging for the Detection and Diagnosis of Early Gastric Carcinomas / J. Nishimura, J. Nishikawa, M. Nakamura, A. Goto, K. Hamabe, Sh. Hashimoto, T. Okamoto, M. Suenaga, Y. Fujita, Y. Hamamoto, I. Sakaida // Gastroenterology Research and Practice. 2014. № 3. P. 1–6. doi: 10.1155/2014/819395
9. Storz Professional Image Enhancement System: a New Technique to Improve Endoscopic Bladder Imaging / G. M. Kamphuis, D. M. de Bruin, J. Fallert, M. H. Gultekin, T. M. de Reijke, M.P. Laguna Pes, J. J. M. C. H de la Rosette // J. Cancer Sci Ther., 2016, Vol. 8, № 3. P. 71–77. doi: 10.4172/1948-5956.1000394
10. Tri-Scan: A Three Stage Color Enhancement Tool for Endoscopic Images / M. S. Imtiaz, S. K. Mohammed, F. Deeba, Kh. A. Wahid // J. Medical Systems. 2017. Vol. 41, № 6. P. 1–16. doi: 10.1007/s10916-017-0738-z
11. Karl Storz Endoscope. IMAGE1 S™ 4U – это не просто видеосистема. URL: <https://www.karlstorz.com/de/ru/telepresence.htm> (дата обращения 09.03.2019)
12. Vonikakis V., Andreadis I. Multi-Scale Image Contrast Enhancement // Proc. 10th Intern. Conf. on Control Automation Robotics and Vision. Hanoi, 17–20 Dec. 2008. Piscataway: IEEE, 2008. P. 856–861. doi: 10.1109/ICARCV.2008.4795629
13. Adaptive Histogram Equalization and Its Variations / S. M. Pizer, E. P. Amburn, J. D. Austin, R. Cromartie, A. Geselowitz, Th. H. Greer, B. H. Roman, J. B. Zimmerman, K. Zuiderveld // Computer Vision, Graphics and Image Processing. 1987. Vol. 39, № 3. P. 355–368. doi: 10.1016/S0734-189X(87)80186-X
14. Reza A. M. Realization of the Contrast Limited Adaptive Histogram Equalization (CLAHE) for Real-Time Image Enhancement // J. of VLSI Signal Processing. 2004. Vol. 38, № 1. P. 35–44. doi: 10.1023/B:VLSI.0000028532.53893.82
15. The Kvasir Dataset. URL: <http://datasets.simula.no/kvasir> (дата обращения 09.03.2019)
16. Shen C. H., Chen H. Robust Focus Measure for Low-Contrast Images // Intern. Conf. on Consumer Electronics, ICCE'06, Jan. 7–11, 2006, Las Vegas. Digest of Technical Papers. Piscataway: IEEE, 2006, P. 69–70. doi: 10.1109/ICCE.2006.1598314

Обухова Наталья Александровна – доктор технических наук (2009), профессор (2004) кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка изображений; прикладные телевизионные системы.
E-mail: natalia172419@yandex.ru

Мотыко Александр Александрович – кандидат технических наук (2012), ассистент кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка изображений; прикладные телевизионные системы.

<http://orcid.org/0000-0003-4241-4298>

E-mail: motyko.alexandr@yandex.ru

Поздеев Александр Анатольевич – магистр по направлению "Радиотехника" (2016), аспирант, ассистент кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 10 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка изображений; прикладные телевизионные системы.

E-mail: puches4@gmail.com

REFERENCES

1. Won Young Cho, Jae Young Jang, Don Haeng Lee. Recent Advances in Image-enhanced Endoscopy. *Clinical Endoscopy*. 2011, vol. 44, no. 2, pp. 65–75. doi: 10.5946/ce.2011.44.2.65
2. Jae-Young Jang. The Past, Present, and Future of Image-Enhanced Endoscopy. *Clinical Endoscopy*. 2015, vol. 48, no. 6, pp. 466–475. doi: 10.5946/ce.2015.48.6.466
3. Machida H., Sano Y., Hamamoto Y., Muto M., Kozu T., Tajiri H., Yoshida S. Narrow-band Imaging in the Diagnosis of Colorectal Mucosal Lesions: a Pilot Study. *Endoscopy*, 2004, vol. 36, no. 12, pp. 1094–1098. doi: 10.1055/s-2004-826040.
4. Schmitz-Valckenberg S., Holz F. G., Bird A. C., Spaide R. F. Fundus Autofluorescence Imaging: Review and Perspectives. *Retina*. 2008, vol. 28, no 3, pp. 385–409. doi: 10.1097/IAE.0b013e318164a907.
5. Kaltenbach T., Sano Y., Friedland S., Soetikno R. American Gastroenterological Association (AGA) Institute Technology Assessment on Image-Enhanced Endoscopy. *Gastroenterology*. 2008, vol. 134, no. 1, pp. 327–340. doi: 10.1053/j.gastro.2007.10.062
6. FICE Atlas of Spectral Endoscopic images, 2008. Available at: <https://en.fujifilm.com/products/endoscopy/catalogs/pdf/index/fice-atlas-esp.pdf> (accessed 09.03.2019)
7. PENTAX Medical i-scan Mini-Atlas for Gastroenterology, 2015. Available at: https://www.i-scanning.com/fileadmin/user_upload/PENTAX_i-scan_Mini-Atlas.pdf (accessed 09.03.2019)
8. Nishimura J., Nishikawa J., Nakamura M., Goto A., Hamabe K., Hashimoto Sh., Okamoto T., Suenaga M., Fujita Y., Hamamoto Y., Sakaida I. Efficacy of I-Scan Imaging for the Detection and Diagnosis of Early Gastric Carcinomas. *Gastroenterology Research and Practice*. 2014, no. 3, pp. 1–6. doi: 10.1155/2014/819395
9. Kamphuis G. M., de Bruin D. M., Fallert J., Gultekin M. H., de Reijke T. M., Laguna Pes M.P., de la Rosette J. J. M. C. H. Storz Professional Image Enhancement System: a New Technique to Improve Endoscopic Bladder Imaging. *J. Cancer Sci Ther.*, 2016, vol. 8, no. 3, pp. 71–77. doi: 10.4172/1948-5956.1000394
10. Imtiaz M. S., Mohammed S. K., Deeba F., Wahid Kh. A. Tri-Scan: A Three Stage Color Enhancement Tool for Endoscopic Images. *J. Medical Systems*. 2017, vol. 41, no. 6, pp. 1–16. doi: 10.1007/s10916-017-0738-z
11. Karl Storz Endoscope. IMAGE1 S™ 4U – это не просто видеосистема. Available at: <https://www.karlstorz.com/de/ru/telepresence.htm> (accessed 09.03.2019)
12. Vonikakis V., Andreadis I. Multi-Scale Image Contrast Enhancement. *Proc. 10th Int. Conf. on Control Automation Robotics and Vision*. Hanoi, 17–20 December 2008. Piscataway: IEEE, 2008, pp. 856–861. doi: 10.1109/ICARCV.2008.4795629
13. Pizer S. M., Amburn E. P., Austin J. D., Cromartie R., Geselowitz A., Greer Th. H., Romeny B. H., Zimmerman J. B., Zuiderveld K. Adaptive Histogram Equalization and Its Variations. *Computer Vision, Graphics and Image Processing*. 1987, vol. 39, no. 3, pp. 355–368. doi: 10.1016/S0734-189X(87)80186-X
14. Reza A. M. Realization of the Contrast Limited Adaptive Histogram Equalization (CLAHE) for Real-Time Image Enhancement. *J. of VLSI Signal Processing*. 2004, vol. 38, no 1, pp. 35–44. doi: 10.1023/B:VLSI.0000028532.53893.82
15. The Kvasir Dataset. Available at: <http://datasets.simula.no/kvasir> (accessed 09.03.2019)
16. Shen C. H., Chen H. Robust Focus Measure for Low-Contrast Images. *Int. Conf. on Consumer Electronics, ICCE'06*. January, 7–11, 2006, Las Vegas. *Digest of Technical Papers*. Piscataway: IEEE, 2006, pp. 69–70. doi: 10.1109/ICCE.2006.1598314

Natalia A. Obukhova – Dr. of Sci. (Engineering) (2009), Professor (2004) of the Department of Television and Video Equipment of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: digital image processing; applied television systems.

E-mail: natalia172419@yandex.ru

Alexander A. Motyko – Cand. of Sci. (Engineering) (2012), Associate Professor of the Department of Television and Video Equipment of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: digital image processing; applied television systems.

<http://orcid.org/0000-0003-4241-4298>

E-mail: motyko.alexandr@yandex.ru

Alexander A. Pozdeev – Master on Radio Engineering (2016), Postgraduate Student, Assistant of the Department of Television and Video Equipment of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 10 scientific publications. Area of expertise: digital image processing; applied television systems.

E-mail: puches4@gmail.com

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2018-22-2-22-30>

УДК 004.932.2

Natalya A. Obukhova, Alexander A. Motyko[✉], Alexander A. Pozdeev

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

RESEARCH AND DEVELOPMENT OF METHODS FOR ENDOSCOPIC (MEDICAL) IMAGES ENHANCEMENT

Abstract.

Introduction. The modern technologies of virtual chromoendoscopy provide significant increase of diagnostic value of images considered by a doctor. The analysis of existing technologies shows that the existing solutions have significant disadvantages. Some of them require a complex preliminary calibration of the equipment for operation. Others use global transformations, making impossible consideration of local tissues characteristics and so on. In general, nowadays the technology of virtual chromoendoscopy, which suits the majority of potential users – doctors, does not exist, and, therefore, there it is a field for research.

Objective. Development of the method for virtual chromoendoscopy, with regard to disadvantages identified within the frames of carried out analysis of similar methods.

Methods and materials. For implementation of the research were used open endoscopic image data-bases, by the instrumentality of which, as a result of modeling and experiment, were evaluated quality characteristics of the proposed method.

Results. The new method of virtual chromoendoscopy. The main feature of the method is usage of nonlinear local transformation functions in transformation of RGB channels, as well as absence of calibration procedure for obtaining the effect of virtual chromoendoscopy. The proposed method is completely based on the technology of digital image processing and includes image brightness correction, which provides the possibility to obtain the necessary visual information both from very dark and overexposed fragments; image sharpening, contrasting small details and vessels.

Conclusion. The expert assessment of the obtained results shows that the visual effect of the proposed method corresponds, or in some cases, exceeds the visual effect of proprietary technologies of virtual endoscopy I-Scan and FICE.

Key words: Virtual chromoendoscopy, digital medical image processing, nonlinear contrast enhancing

For citation: Obukhova N. A., Motyko A. A., Pozdeev A. A. Research and Development of Methods for Endoscopic (Medical) Images Enhancement. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 2, pp. 22–30. doi: 10.32603/1993-8985-2018-22-2-22-30

Source of financing. This work was supported by the Russian Foundation for Basic Research, grant № 17-07-00045.

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Received 27.02.2019; accepted 18.03.2019; published online 24.04.2019

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

ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ УЛУЧШЕНИЯ ЭНДОСКОПИЧЕСКИХ (МЕДИЦИНСКИХ) ИЗОБРАЖЕНИЙ

Аннотация.

Введение. Современные технологии виртуальной хромоэндоскопии призваны существенно повысить диагностическую ценность предъявляемых врачу изображений. Анализ существующих технологий показывает, что имеющиеся решения не лишены значительных недостатков. Одни требуют для работы проведения сложной предварительной аппаратной калибровки, другие используют глобальные преобразования, не позволяющие учесть локальные особенности тканей, и т. д. В целом сейчас не существует технологии виртуальной хромоэндоскопии, устраивающей большинство потенциальных пользователей – врачей, а следовательно, есть поле для исследования.

Цель работы. Разработка метода для виртуальной хромоэндоскопии с учетом недостатков, выявленных у аналогов в результате анализа.

Методы и материалы. Для проведения исследований были использованы открытые базы данных эндоскопических изображений, с помощью которых в результате моделирования и эксперимента были оценены качественные характеристики предложенного метода.

Результаты. Новый метод виртуальной хромоэндоскопии, главная особенность которого – использование нелинейных локальных функций трансформации при преобразовании RGB-каналов, а также отсутствие процедуры калибровки для получения эффекта виртуальной хромоэндоскопии. Предложенный метод полностью основан на технологии цифровой обработки изображений, включает коррекцию яркости изображения, обеспечивающую возможность получения необходимой визуальной информации как из очень темных, так и из переэкспонированных фрагментов; повышение резкости изображения, подчеркивающее мелкие детали и сосуды.

Заключение. Экспертная оценка полученных результатов показывает, что визуальный эффект предложенного метода соответствует, а в отдельных случаях и превосходит визуальный эффект проприетарных технологий виртуальной эндоскопии I-Scan и FICE.

Ключевые слова: виртуальная хромоэндоскопия, цифровая обработка медицинских изображений, нелинейное контрастирование

Для цитирования: Обухова Н. А., Мотыко А. А., Поздеев А. А. Исследование и разработка методов улучшения эндоскопических (медицинских) изображений // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 2. С. 22–30. doi: 10.32603/1993-8985-2018-22-2-22-30

Источник финансирования. Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант № 17-07-00045.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 27.02.2019; статья принята к публикации 18.03.2019; опубликована онлайн 24.04.2019

Introduction. General information. Modern endoscopes play a significant role in diagnostics of gastrointestinal tract (GIT) diseases.

The demand to ensure high accuracy of differentiation of malignant tumors and manifestations of inflammatory processes during endoscopic examination stimulates development of new types of Image-Enhanced Endoscopy (IEE) systems on the basis of modern optical and digital technologies [1], [2]. IEE provides the higher specificity of the lesion mor-

phology assessment by emphasizing the mucous membrane and capillaries microstructure.

The leading technology of the IEE direction is chromoendoscopy, which includes the dye-based chromoendoscopy and the electronic chromoendoscopy.

Chromoendoscopy based on the use of dying solutions is a technique that involves spraying of dyes harmless to human on the mucous surface of interest. Application of the dye enhances visualization of

the microstructure and vascular formations of the examined tissue.

Implementation of this technology requires only an aerosol catheter, which provides a relatively simple and economical method for the dye application. Despite these advantages, the use of solution-based chromoendoscopy for screening programs remains limited due to the lack of standardized research methods and techniques for the obtained images analysis. This limitation leads to the uncertainty in identification of the affected tissue.

The electronic chromoendoscopy implements the increase of medical images diagnostic value by emphasizing by color of the features of the analyzed tissues, mucous membranes or vessels based on optical and digital technologies. Nowadays, the electronic chromoendoscopy is implemented by the equipment for Narrow Band Imaging (NBI) [3] and Auto-fluorescence Images (AFI) [4].

NBI technology is developed by the company "Olympus". The equipment for illumination "Olympus" uses a backlight with a wavelength of 415 ± 15 nm and 540 ± 15 nm. The choice of wavelength is stipulated with the absorption spectrum of hemoglobin contained in the blood, due to which the vessels acquire a dark color against the background of pale surrounding tissue.

AFI technology is based on detection of natural tissue fluorescence stipulated by the presence of endogenous fluorophores in them. After excitation with the short-wave light source the fluorophores emit light with a longer wavelength, causing differences in the auto-fluorescence spectra of normal and affected tissues.

The application of optical filters required for the implementation of these technologies increases the complexity of the hardware and power consumption of the endoscopic system [5]. The alternative direction is post-processing of images obtained in white light, with the aim of modeling by the using optical filter digital methods – virtual chromoendoscopy.

The most well-known virtual chromoendoscopy technologies are: FICE (Fuji) [6], i-scan (PENTAX) [7], [8], SPICE SPECTRA (STOLZ) [9] and tri-scan [10].

The principle of FICE technology operation is based on the reconstruction of an image with a given wavelength from the RGB-coordinate values obtained by the sensor in white light. The synthesis of the reconstructed image is carried out using a linear transformation matrix of color spaces. FICE can create 300 types of spectral images with five different brightness and 60 different wavelengths in the range

of visible light from 400 to 695 nm with a step of 5 nm. The basis of this technology is a complex calibration procedure using a spectrometer. The purpose of the calibration procedure is to identify the coefficients of color space transformation matrices.

The i-scan technology uses a three-step procedure of the image quality enhancement being formed: Surface Enhancement (SE), Contrast Enhancement (CE) and Tone Enhancement (TE). In SE mode, the brightness of the pixels at the edges of the objects is changed. CE enhances the blue component of the color in the dark fragments of the endoscopic image to emphasize the thin vessels and the heterogeneity of the mucous membrane. In TE mode, the RGB image obtained in white light is decomposed into separate R, G and B channels. Each channel is modified using a non-linear global transformation, followed by tonal curves, after which a three-component image is reconstructed.

Similar to i-scan, tri-scan technology includes three steps: Tissue and Surface Enhancement (TSE), Mucosa Layer Enhancement (MLE) and Color Tone Enhancement (CTE). TSE step uses a modified linear unsharp masking algorithm; in MLE step, the R-channel is converted using the sigmoid function. In CTE step, the intensity values of the pixels in each channel are distributed evenly to increase the color contrast.

The well-known company in the field of television endoscopic systems Karl Storz has developed the IMAGE1 S 4U hardware and software system, which includes elements of virtual chromoendoscopy [11]. The CLARA and CHROMA technologies included in the complex are used for leveling the illumination and enhancing the images contrast. In the SPIES SPECTRA B technology to increase the color contrast is used the color tone shift.

The implemented analysis of the existing technologies of virtual chromoendoscopy shows that:

- i-scan, tri-scan and SPIES SPECTRA B technologies use global transformations making impossible to consider the characteristics of each fragment of the image;

- FICE and SPIES SPECTRA A technologies require a complicated procedure of preliminary equipment calibration for selection of coefficients of the linear transformation matrix of color spaces.

Additionally, it is important to note that i-scan, FICE and SPIES SPECTRA technologies are proprietary technologies of major manufacturing companies of the endoscopic equipment, which makes difficult to conduct a comparative study of the effec-

tiveness and evaluation of the characteristics of the algorithms used.

The two-step method of virtual chromoendoscopy. Below is considered the method of virtual chromoendoscopy developed by the authors of the article, the features of which are the following:

1. The possibility to process each channel of the original image obtained in white light by separate procedures, the main feature of which is the use of adaptive (local) nonlinear contrasting technology, while all known solutions use global transformations. Global transformation means transformation, the type and parameters of which are constant for all image elements. In proposed local transformations, the parameters are set for each fragment of the image, depending on its features. Application of local algorithms for endoscopic images is more effective in contrast to global ones. This fact is determined by the important feature of endoscopic images – the simultaneous presence of significant dark and light areas stipulated by difficult conditions for obtaining of endoscopic images.

2. The absence of the calibration procedure to obtain the effect of virtual chromoendoscopy.

The proposed method is completely based on digital image processing technology.

In the image formed by the endoscopic camera, the R, G, B channels contain diverse in their spectrum responses from tissues located at different depths of the observed object. These responses depend on the spectral sensitivity curves of the sensor. Experiments have shown that the mentioned diversity of the sensitivity provides displaying different spatial elements [6]. Channel R contains exhaustive information about deep blood vessels and micro vessels, including ones located in deep layers of the mucous membrane. In channels G and B this information is almost completely absent. Thus, the features that are hardly noticeable in a white light image can be distinguished by improving the spatial characteristics separately in each channel. The proposed method implements the separate processing of each channel, which provides selection of fine structures and enables to study the characteristics of tissues, features of the mucosa and anomalous structures with greater efficiency in contrast to study of original image obtained in white light.

The developed method in the first step includes the contouring of vascular structures; in the second step – the tone correction, coloring of structural fea-

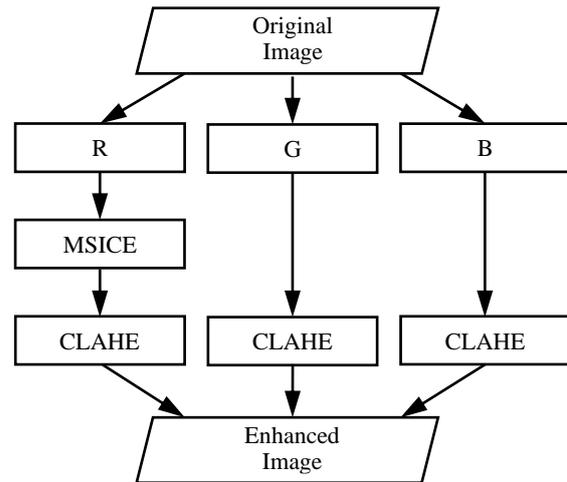


Fig. 1. Block diagram of a two-step method of virtual chromoendoscopy

tures in the areas of tissues to be examined by a doctor. Fig. 1 shows the structural scheme of the method.

Visualization of blood vessels. At the first step of the virtual chromoendoscopy method, the R channel is modified using the multi-scale image contrast enhancement procedure (MSICE) [12].

The algorithm implements the contrast enhancement based on the following nonlinear transformation functions:

$$G(x) = \frac{(B+A)x}{A+x}; \quad (1)$$

$$H(x) = \frac{Ax}{A+B-x}, \quad (2)$$

$$x = 0, B, A, B \in \mathbb{R},$$

where x – input data; B – the maximum value of x (for images with a color representation of 8 bits per channel $B=255$); A – coefficient, regulating the type of transformation function; \mathbb{R} – a set of real numbers. Varying of A provides obtaining of different non-linear curves and controls the conversion between the input value of x and the out-put value of the transformation function $G(x)$ or $H(x)$. The function $G(x)$ increases the value of the input data in accordance with the coefficient A , while the function $H(x)$, on contrary, reduces the value of the input data.

The basic idea of the transformation is the following: for each pixel with the coordinates (i, j) of the original image, the difference between the value of its brightness Y_{ij} and the average brightness of its surroundings S_{ij} should be increased. If the condition $Y_{ij} > S_{ij}$, is true, in order to increase the pixel

brightness and thus the difference between its brightness and the average brightness of the cross-section area, is used the function $G(x)$. If $Y_{ij} > S_{ij}$, by function $H(x)$, the pixel brightness is reduced, also increasing the difference between its brightness and the average brightness of the cross-section area.

The average brightness value of the cross section of the pixel S_{ij_k} in the selected averaging zone with the diameter of k pixels is calculated as following:

$$S_{ij_k} = \frac{1}{(2k+1)^2} \sum_{y=i-k}^{i+k} \sum_{x=j-k}^{j+k} Y_{xy}. \quad (3)$$

The value of the coefficient A determines the degree of the initial pixel brightness Y_{ij} value change depending on the difference between Y_{ij} and S_{ij_k} . The small difference value should lead to a sharp change in the pixel brightness being processed to increase the local contrast. On the contrary, large values of the initial difference between the pixel brightness and the average brightness of a cross-section area cause slight changes, since the contrast in these cases is already sufficient.

A nonlinear change of the coefficient A , as well as a combination of equations (1), (2) and (3), lead to the following resultant transformation function for nonlinear contrasting:

$$\text{Out}_{ij_k}(Y, S) = \begin{cases} \frac{[B + A(Y_{ij} - S_{ij_k})]Y_{ij}}{A(Y_{ij} - S_{ij_k}) + Y_{ij}}, & Y_{ij} \geq S_{ij_k}; \\ \frac{A(S_{ij_k} - Y_{ij})Y_{ij}}{A(S_{ij_k} - Y_{ij}) + B - Y_{ij}}, & Y_{ij} < S_{ij_k}; \end{cases}$$

$$A(x) = \begin{cases} M, & x = 0; \\ M/x, & x = 1, B, \end{cases}$$

where Out_{ij_k} is the corrected brightness value of a pixel with coordinates (i, j) for the averaging zone of the diameter k ; M is a constant that determines the degree of contrast. Small values of M lead to a expressed contrast, larger - to moderate one. Recommended by the authors value for fluorescent images obtained from the experiments performed is $M = 5000$.

The described procedure is implemented for the vicinity of three different cross-section areas; the final result is obtained by averaging:

$$\text{Out}_{ij} = \frac{\text{Out}_{ij_{k1}} + \text{Out}_{ij_{k2}} + \text{Out}_{ij_{k3}}}{3},$$

where Out_{ij} is the brightness value for a pixel with coordinates (i, j) . The vicinity cross-sections are determined by the properties of the processed images.

Three chosen spatial scales enable the influence on the lower, middle, and high image frequencies. Experimental studies have shown that for an image of 1024×768 size the reference point of pixels $k1 \approx 110$. The choice of this value as a reference point provides the opportunity to calculate the size of the averaging cross-section for other scales:

$$k_2 = k_1/2; \quad k_3 = k_2/2.$$

Tone correction. The second step of the proposed method involves a separate procedure for brightness and contrast characteristics correcting for each channel. At this step, authors propose to use Contrast Limited Adaptive Histogram Equalization (CLAHE) [13], [14].

The CLAHE algorithm is a development of Histogram Equalization (HE) and Adaptive Histogram Equalization (AHE) equalization methods of the histogram. HE is a global method that implements the recalculation of the distribution of pixels brightness values for the entire image. The method increases the contrast over the entire image area, "stretching" from each other the most common brightness values in the histogram. Based on the method was proposed a local AHE method. AHE generates a histogram and redistributes the brightness values for the fragments into which the original image is pre-divided.

The CLAHE algorithm differs from the usual AHE one by the histogram constraint on a predetermined value found before calculating the distribution function. It has two key parameters: block size and histogram restriction level.

In the proposed virtual chromoendoscopy method, the following CLAHE implementation is used.

The original image is divided into non-overlapping blocks. Then each block is processed separately.

Step 1. A luminance histogram of the block is formed and a restriction level N_{CL} is determined:

$$N_{CL} = N_{clip}N_{avg},$$

где N_{clip} – coefficient;

$$N_{avg} = (N_{rx}N_{ry})/N_{gray}$$

where N_{rx} , N_{ry} – the number of pixels horizontally and vertically, respectively; N_{gray} – the number of brightness levels in the analyzed fragment.

If the number $N_{reg}(i)$ of block pixels in the brightness histogram, which have a brightness level i , is greater than N_{CL} , the excess pixels are removed from this level and redistributed to other levels of the histogram.

Step 2. Limitation of the luminance histogram. This step is represented by pseudo code, in which $N_{cl_{\Sigma}}$ is the total number of pixels to be distributed; $H_{reg_cl}(i)$ is the number of pixels with the i -th level of brightness in the limited brightness histogram:

```

 $N_{cl_{\Sigma}} = 0;$ 
for  $i = 0, \dots, N_{gray} - 1$ 
  if  $H_{reg}(i) > N_{CL}$  then
     $H_{reg\_cl}(i) = N_{CL};$ 
     $H_{cl_{\Sigma}} = H_{cl_{\Sigma}} + H_{reg}(i) - N_{CL};$ 
  end if
end for;
 $H_{avg\_gray} = H_{cl_{\Sigma}} / N_{gray};$ 
for  $i = 0, \dots, N_{gray} - 1$ 
  if  $H_{reg}(i) < (N_{CL} - H_{avg\_gray})$  then
     $H_{reg\_cl}(i) = N_{CL} + H_{avg\_gray};$ 
     $H_{cl_{\Sigma}} = H_{cl_{\Sigma}} - H_{avg\_gray};$ 
  else if  $H_{reg}(i) < N_{CL}$  then
     $H_{reg\_cl}(i) = N_{CL};$ 
     $H_{cl_{\Sigma}} = H_{cl_{\Sigma}} - N_{CL} + H_{reg}(i)$ 
  end if
end for;
```

Step 3. The remaining after the step 2 pixels of a number of $H_{cl_{\Sigma}}$ are iteratively redistributed according to the brightness levels. The pseudo code corre-

sponding to this procedure is:

```

while  $N_{cl_{\Sigma}} > 0$ 
  for  $i = 0, \dots, N_{gray} - 1$ 
    if  $H_{reg\_cl}(i) < N_{CL}$  then
       $H_{reg\_cl}(i) = H_{reg\_cl}(i) + 1;$ 
       $H_{cl_{\Sigma}} = H_{cl_{\Sigma}} - 1;$ 
    end if
  end for
end while;
```

Step 4. Transformation of the cumulative distribution function of the limited brightness histogram of the block being processed according to the HE histogram equalization algorithm.

After processing all the blocks, bilinear interpolation is used to eliminate the boundary effect.

The results of the experiment. Experimental verification of the proposed method was carried out using our own database of colposcopic images (more than 100) and the open Kvasir endoscopic image database [15]. The Kvasir data set consists of 4000 images with different resolutions from 720×576 to 1920×1072 pixels.

The images are divided into eight classes representing different cases of pathology. The expressed representativeness of the original images (several types of endoscopic examinations and pathologies, various types of sensors with the help of which images were obtained, as well as several resolution options) made it possible to carry out an in-depth study of the proposed method, to evaluate its effectiveness under different conditions. Examples of image processing using the proposed method are shown in comparison with the results of tri-scan, FICE and i-scan processing in Fig. 2–4 respectively.

To assess the image quality enhancement is used the Focus Value (FV) metric [16], representing the ratio of discrete-cosine transformations corresponding to the energy of the constant component and the energy of the other components of the image.

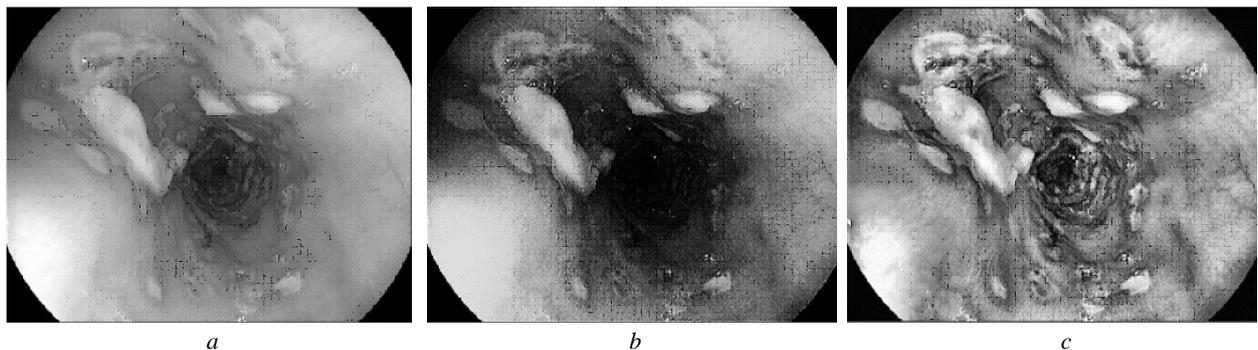


Fig. 2. Image processing by algorithm tri-scan and proposed algorithm:
 a – the original image; b – the result of processing by tri-scan algorithm; c – the result of processing by the proposed algorithm

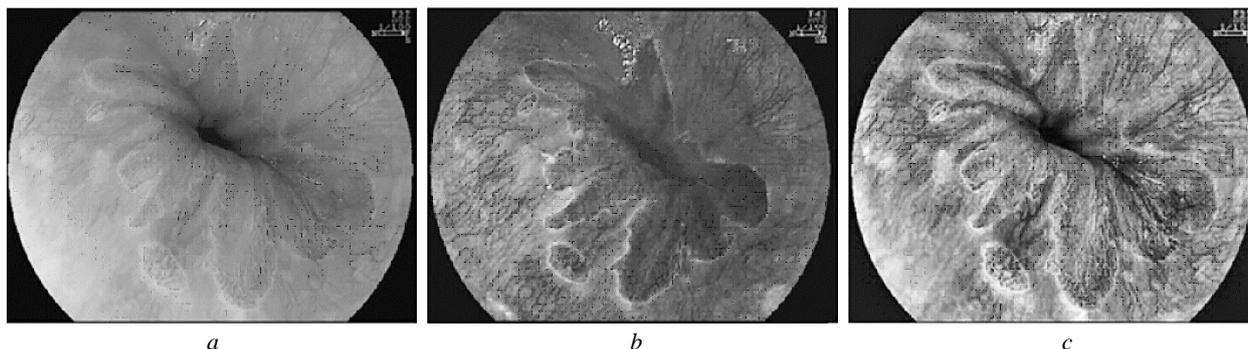


Fig. 3. Image processing by algorithm FICE and proposed algorithm:

a – the original image; *b* – the result of processing by FICE algorithm; *c* – the result of processing by the proposed algorithm

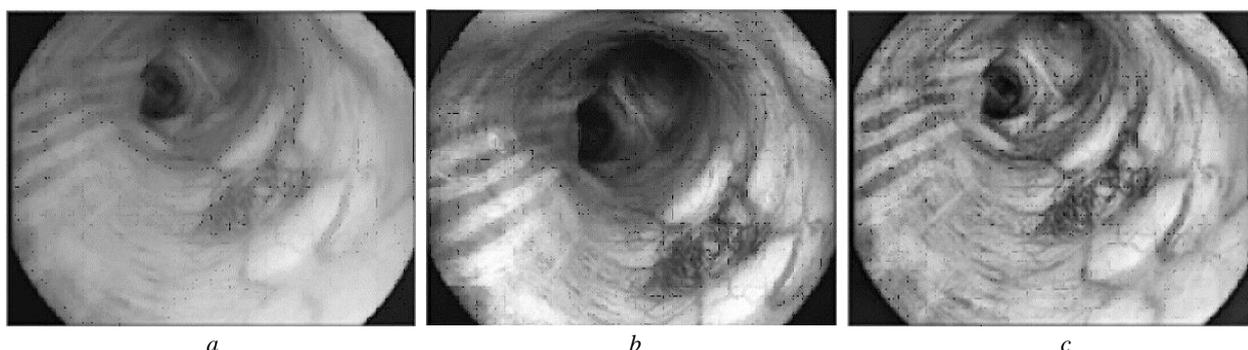


Fig. 4. Image processing by algorithm i-scan and proposed algorithm:

a – the original image; *b* – the result of processing by i-scan algorithm; *c* – the result of processing by the proposed algorithm

Conclusion. The table below shows the results of the FV metric calculation, averaged for various classes of endoscopic images. According to the obtained estimates it can be concluded that in all classes of images with different diagnoses from the Kvasir database, as well as on all images of the colposcopic image database, the FV metric obtained after the application of the described algorithm increases at least twice in comparison with the original image.

Experiments show that the proposed method implements:

- Correction of image brightness, providing the ability to obtain the required visual information from both very dark and overexposed fragments;
- Sharpening the image, emphasizing small details and vessels.

The expert evaluation of images obtained shows that the visual effect of the proposed method exceeds the result of tone correction using tri-scan, and also corresponds to or in some cases exceeds the visual

Type of pathology	FV	
	Image	
	Original	Processed
Esophagitis	0.015	0.043
Dyed lifted polyps	0.031	0.069
Dyed resection margins	0.033	0.072
Normal seccum	0.025	0.067
Normal pylorus	0.014	0.043
Normal z-line	0.015	0.042
Polyps	0.025	0.059

effect of proprietary virtual endoscopy technologies i-scan and FICE.

REFERENCES

1. Won Young Cho, Jae Young Jang, Don Haeng Lee. Recent Advances in Image-enhanced Endoscopy. *Clinical Endoscopy*. 2011, vol. 44, no. 2, pp. 65–75. doi: 10.5946/ce.2011.44.2.65
2. Jae-Young Jang. The Past, Present, and Future of Image-Enhanced Endoscopy. *Clinical Endoscopy*. 2015, vol. 48, no. 6, pp. 466–475. doi: 10.5946/ce.2015.48.6.466
3. Machida H., Sano Y., Hamamoto Y., Muto M., Kozu T., Tajiri H., Yoshida S. Narrow-band Imaging in the Diag-

nosis of Colorectal Mucosal Lesions: a Pilot Study. Endoscopy, 2004, vol. 36, no. 12, pp. 1094–1098. doi: 10.1055/s-2004-826040.

4. Schmitz-Valckenberg S., Holz F. G., Bird A. C., Spaide R. F. Fundus Autofluorescence Imaging: Review and Perspectives. Retina. 2008, vol. 28, no 3, pp. 385–409. doi: 10.1097/IAE.0b013e318164a907.

5. Kaltenbach T., Sano Y., Friedland S., Soetikno R. American Gastroenterological Association (AGA) Institute Technology Assessment on Image-Enhanced Endoscopy. Gastroenterology. 2008, vol. 134, no. 1, pp. 327–340. doi: 10.1053/j.gastro.2007.10.062

6. FICE Atlas of Spectral Endoscopic images, 2008. Available at: <https://en.fujifilm.com/products/endoscopy/catalogs/pdf/index/fice-atlas-esp.pdf> (accessed 09.03.2019)

7. PENTAX Medical i-scan Mini-Atlas for Gastroenterology, 2015. Available at: https://www.i-scanimaging.com/fileadmin/user_upload/PENTAX_i-scan_Mini-Atlas.pdf (accessed 09.03.2019)

8. Nishimura J., Nishikawa J., Nakamura M., Goto A., Hamabe K., Hashimoto Sh., Okamoto T., Suenaga M., Fujita Y., Hamamoto Y., Sakaida I. Efficacy of I-Scan Imaging for the Detection and Diagnosis of Early Gastric Carcinomas. Gastroenterology Research and Practice. 2014, no. 3, pp. 1–6. doi: 10.1155/2014/819395

9. Kamphuis G. M., de Bruin D. M., Fallert J., Gultekin M. H., de Reijke T. M., Laguna Pes M.P., de la Rosette J. J. M. C. H. Storz Professional Image Enhancement System: a New Technique to Improve Endoscopic Bladder Imaging. J. Cancer Sci Ther., 2016, vol. 8, no. 3, pp. 71–77. doi: 10.4172/1948-5956.1000394

10. Imtiaz M. S., Mohammed S. K., Deeba F., Wahid Kh. A. Tri-Scan: A Three Stage Color Enhancement Tool for Endoscopic Images. J. Medical Systems. 2017, vol. 41, no. 6, pp. 1–16. doi: 10.1007/s10916-017-0738-z

11. Karl Storz Endoscope. IMAGE1 S™ 4U – это не просто видеосистема. Available at: <https://www.karlstorz.com/de/ru/telepresence.htm> (accessed 09.03.2019)

12. Vonikakis V., Andreadis I. Multi-Scale Image Contrast Enhancement. Proc. 10th Int. Conf. on Control Automation Robotics and Vision. Hanoi, 17–20 December 2008. Piscataway: IEEE, 2008, pp. 856–861. doi: 10.1109/ICARCV.2008.4795629

13. Pizer S. M., Amburn E. P., Austin J. D., Cromartie R., Geselowitz A., Greer Th. H., Romeny B. H., Zimmerman J. B., Zuiderveld K. Adaptive Histogram Equalization and Its Variations. Computer Vision, Graphics and Image Processing. 1987, vol. 39, no. 3, pp. 355–368. doi: 10.1016/S0734-189X(87)80186-X

14. Reza A. M. Realization of the Contrast Limited Adaptive Histogram Equalization (CLAHE) for Real-Time Image Enhancement. J. of VLSI Signal Processing. 2004, vol. 38, no 1, pp. 35–44. doi: 10.1023/B:VLSI.0000028532.53893.82

15. The Kvasir Dataset. Available at: <http://datasets.simula.no/kvasir> (accessed 09.03.2019)

16. Shen C. H., Chen H. Robust Focus Measure for Low-Contrast Images. Int. Conf. on Consumer Electronics, ICCE'06. January, 7–11, 2006, Las Vegas. Digest of Technical Papers. Piscataway: IEEE, 2006, pp. 69–70. doi: 10.1109/ICCE.2006.1598314

Natalia A. Obukhova – Dr. of Sci. (Engineering) (2009), Professor (2004) of the Department of Television and Video Equipment of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: digital image processing; applied television systems.

E-mail: natalia172419@yandex.ru

Alexander A. Motyko – Cand. of Sci. (Engineering) (2012), Associate Professor of the Department of Television and Video Equipment of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: digital image processing; applied television systems.

<http://orcid.org/0000-0003-4241-4298>

E-mail: motyko.alexandr@yandex.ru

Alexander A. Pozdeev – Master on Radio Engineering (2016), Postgraduate Student, Assistant of the Department of Television and Video Equipment of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 10 scientific publications. Area of expertise: digital image processing; applied television systems.

E-mail: puches4@gmail.com

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Won Young Cho, Jae Young Jang, Don Haeng Lee. Recent Advances in Image-enhanced Endoscopy // Clinical Endoscopy. 2011. Vol. 44, № 2. P. 65–75. doi: 10.5946/ce.2011.44.2.65

2. Jae-Young Jang. The Past, Present, and Future of Image-Enhanced Endoscopy // Clinical Endoscopy. 2015. Vol. 48, № 6. P. 466–475. doi: 10.5946/ce.2015.48.6.466

3. Narrow-band Imaging in the Diagnosis of Colorectal Mucosal Lesions: a Pilot Study / H. Machida, Y. Sano, Y. Hamamoto, M. Muto, T. Kozu, H. Tajiri, S. Yoshida //

Endoscopy. 2004. Vol. 36, № 12. P. 1094–1098. doi: 10.1055/s-2004-826040.

4. Fundus Autofluorescence Imaging: Review and Perspectives / S. Schmitz-Valckenberg, F. G. Holz, A. C. Bird, R. F. Spaide // Retina. 2008. Vol. 28, № 3. P. 385–409. doi: 10.1097/IAE.0b013e318164a907.

5. American Gastroenterological Association (AGA) Institute Technology Assessment on Image-Enhanced Endoscopy / T. Kaltenbach, Y. Sano, S. Friedland, R. Soetikno // Gastroenterology. 2008. Vol. 134, № 1. P. 327–340. doi: 10.1053/j.gastro.2007.10.062

6. FICE Atlas of Spectral Endoscopic images, 2008. URL: <https://en.fujifilm.com/products/endoscopy/catalogs/pdf/index/fice-atlas-esp.pdf> (дата обращения 09.03.2019)
7. PENTAX Medical i-scan Mini-Atlas for Gastroenterology, 2015. URL: https://www.i-scanimaging.com/fileadmin/user_upload/PENTAX_i-scan_Mini-Atlas.pdf (дата обращения 09.03.2019)
8. Efficacy of I-Scan Imaging for the Detection and Diagnosis of Early Gastric Carcinomas / J. Nishimura, J. Nishikawa, M. Nakamura, A. Goto, K. Hamabe, Sh. Hashimoto, T. Okamoto, M. Suenaga, Y. Fujita, Y. Hamamoto, I. Sakaida // Gastroenterology Research and Practice. 2014. № 3. P. 1–6. doi: 10.1155/2014/819395
9. Storz Professional Image Enhancement System: a New Technique to Improve Endoscopic Bladder Imaging / G. M. Kamphuis, D. M. de Bruin, J. Fallert, M. H. Gultekin, T. M. de Reijke, M.P. Laguna Pes, J. J. M. C. H de la Rosette // J. Cancer Sci Ther., 2016, Vol. 8, № 3. P. 71–77. doi: 10.4172/1948-5956.1000394
10. Tri-Scan: A Three Stage Color Enhancement Tool for Endoscopic Images / M. S. Imtiaz, S. K. Mohammed, F. Deeba, Kh. A. Wahid // J. Medical Systems. 2017. Vol. 41, № 6. P. 1–16. doi: 10.1007/s10916-017-0738-z
11. Karl Storz Endoscope. IMAGE1 S™ 4U – это не просто видеосистема. URL: <https://www.karlstorz.com/de/ru/telepresence.htm> (дата обращения 09.03.2019)
12. Vonikakis V., Andreadis I. Multi-Scale Image Contrast Enhancement // Proc. 10th Intern. Conf. on Control Automation Robotics and Vision. Hanoi, 17–20 Dec. 2008. Piscataway: IEEE, 2008. P. 856–861. doi: 10.1109/ICARCV.2008.4795629
13. Adaptive Histogram Equalization and Its Variations / S. M. Pizer, E. P. Amburn, J. D. Austin, R. Cromartie, A. Geselowitz, Th. H. Greer, B. H. Romeny, J. B. Zimmerman, K. Zuiderveld // Computer Vision, Graphics and Image Processing. 1987. Vol. 39, № 3. P. 355–368. doi: 10.1016/S0734-189X(87)80186-X
14. Reza A. M. Realization of the Contrast Limited Adaptive Histogram Equalization (CLAHE) for Real-Time Image Enhancement // J. of VLSI Signal Processing. 2004. Vol. 38, № 1. P. 35–44. doi: 10.1023/B:VLSI.0000028532.53893.82
15. The Kvasir Dataset. URL: <http://datasets.simula.no/kvasir> (дата обращения 09.03.2019)
16. Shen C. H., Chen H. Robust Focus Measure for Low-Contrast Images // Intern. Conf. on Consumer Electronics, ICCE'06, Jan. 7–11, 2006, Las Vegas. Digest of Technical Papers. Piscataway: IEEE, 2006, P. 69–70. doi: 10.1109/ICCE.2006.1598314

Обухова Наталья Александровна – доктор технических наук (2009), профессор (2004) кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка изображений; прикладные телевизионные системы.
E-mail: natalia172419@yandex.ru

Мотыко Александр Александрович – кандидат технических наук (2012), ассистент кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка изображений; прикладные телевизионные системы.
<http://orcid.org/0000-0003-4241-4298>
E-mail: motyko.alexandr@yandex.ru

Поздеев Александр Анатольевич – магистр по направлению "Радиотехника" (2016), аспирант, ассистент кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 10 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка изображений; прикладные телевизионные системы.
E-mail: puches4@gmail.com

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-2-31-43>

УДК 551.46:621.396

В. И. Веремьев¹ ✉, В. М. Кутузов¹, Е. С. Плотницкая¹, В. В. Коваленко², В. А. Телегин³

¹Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

²Институт океанологии им. П. П. Ширшова РАН
Нахимовский пр., д. 36, Москва, 17997, Россия

³Институт земного магнетизма,
ионосферы и распространения радиоволн им. Н. В. Пушкова РАН
Калужское шоссе, д. 4, Москва, г. Троицк, 108840, Россия

КОРОТКОВОЛНОВАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ В СИСТЕМЕ МОНИТОРИНГА ПРИБРЕЖНЫХ АКВАТОРИЙ

Аннотация

Введение. Современный подход к обеспечению необходимого качества морской деятельности, связанный с оценкой текущей информации о состоянии океанической среды в России, явно недостаточен. Указанный подход определяется развитием оперативных методов и инструментария наблюдения, а также оценкой состояния океана и его прогноза. Поэтому развитие концепции, инструментария и разработка методов получения данных является актуальной задачей становления оперативной океанографии.

Цель работы. Рассмотрение концепции мониторинга морской поверхности с использованием коротковолновой радиолокации поверхностной волны.

Методы и материалы. Представлен ряд конкретных океанологических примеров, требующих оперативного мониторинга состояния прибрежных вод мирового океана и отдельных регионов. Описаны наблюдательные системы, используемые в других странах. Особое внимание уделено развитию радиолокационного зондирования поверхностных вод, проводимого в нашей стране эпизодически. Резонансные отражения позволяют получать карты высокоточных измерений поверхностных течений и характеристик волнения на большой площади в реальном масштабе времени. Отмечены трудности проведения экспериментов и интерпретации результатов, выделены вопросы, требующие особого внимания для создания оперативного мониторинга морской поверхности, и методы их решения. Сформулирована основная задача прогноза параметров мирового океана с целью обеспечения безопасности морского транспорта от природных и антропогенных угроз, а также решения задач эффективного природопользования.

Результаты. Показано, что оптимальным средством получения натуральных данных служит создание наблюдательной сети из прибрежных коротковолновых радиолокаторов, позволяющей оценивать поверхностные течения и характеристики волнения, а также в целом решать задачу мониторинга. Отмечено, что важным элементом является разработка адекватной прибрежной модели и соотнесение ее параметров с экспериментальными данными. Неадекватность физических моделей конкретным природным условиям преодолевается адаптивным моделированием и мониторингом с помощью современных технических средств.

Заключение. Ассимилируясь в моделях гидродинамики и волнения, эти данные становятся применимыми при пространственном картировании гидрофизических неоднородностей водного слоя, скорости звука и подводных акустических шумов.

Ключевые слова: мониторинг прибрежных зон мирового океана, коротковолновая радиолокация, морское волнение, прогноз экспериментальных данных, оперативная океанография

© Веремьев В. И., Кутузов В. М., Плотницкая Е. С., Коваленко В. В., Телегин В. А., 2019



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

Для цитирования: Коротковолновая радиолокация в системе мониторинга прибрежных акваторий / В. И. Веремьев, В. М. Кутузов, Е. С. Плотницкая, В. В. Коваленко, В. А. Телегин // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 2. С. 31–43. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-2-31-43

Источник финансирования. Работа выполнена в рамках государственного задания ИО РАН (темы № 0149-2019-0010 и 0149-2019-0004) и ИЗМИРАН (гр. № 01201356396).

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 13.02.2019; статья принята к публикации 18.03.2019; опубликована онлайн 24.04.2019

**Vladimir I. Veremyev¹✉, Vladimir M. Kutuzov¹, Katsiaryna S. Plotnitskaya¹,
Valery V. Kovalenko², Viktor A. Telegin³**

¹Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

²Shirshov Institute of Oceanology of Russian Academy of Sciences
36, Nahimovskiy pr., 117997, Moscow, Russia

³IZMIRAN
4, Kaluzhskoe Hwy, 108840, Moscow, Troitsk, Russia

HIGH-FREQUENCY RADAR FOR COASTAL AREAS MONITORING

Abstract

Introduction. *The modern approach for ensuring marine activities of necessary quality related to the assessment of current information on the state of the ocean environment in Russia is clearly insufficient. The development of operational methods and instruments of observation, as well as the assessment of the state of the ocean and its forecast naturally determine such an approach. Therefore, the development of the concept, tools and methods of obtaining data is an urgent task of the operational Oceanography formation.*

Objective. *The objective of the paper is to consider the concept of ocean surface monitoring using short-wave surface wave radar.*

Methods and materials. *The paper presents a number of specific Oceanologic examples that require operational monitoring of the state of coastal waters of the oceans and individual regions. Also, it describes observational systems used in other countries. The paper pays special attention for the development of radar sensing of surface waters, carried out in our country occasionally. The resonant nature of the reflections gives the opportunity to obtain maps of high-precision measurements of surface currents and wave characteristics on the long-range area in real time. The paper notes difficulties of the experiments implementation and the results interpretation, shows the insistent issues for the establishment of the ocean surface operational monitoring, and gives the approaches for solvation of the existing problems. The paper formulates the main task of the world ocean parameters forecast for ensuring of the sea transport safety from natural and anthropogenic threats, as well as formulates the problems solution of effective nature management.*

Results. *The paper shows that the optimal means of natural data acquisition is the creation of an observation network of coastal HF radars, which enables to assess surface currents and wave characteristics, as well as to solve the problem of monitoring. It is important to develop an adequate coastal model and correlate its parameters with experimental data. The adaptive modeling and monitoring by modern technical means can overcome inadequacy of physical models to specific natural conditions can.*

Conclusion. *By assimilation in hydrodynamic and wave models, these data become applicable in spatial mapping of hydrophysical inhomogeneities of the water layer, sound velocity, and underwater acoustic noise.*

Key words: monitoring of coastal zones of the oceans, shortwave radar, sea waves, experimental data forecast, operational oceanography

For citation: Veremyev V. I., Kovalenko V. V., Kutuzov V. M., Plotnitskaya K. S., Telegin V. A. High-Frequency Radar for Coastal Areas Monitoring. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 2, pp. 31–43. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-2-31-43 (In Russ.)

Source of financing. The work was implemented within the frames of State Assignment of the Shirshov Institute of Oceanology of Russian Academy of Sciences (grant No 0149-2019-0010 и 0149-2019-0004) and Pushkov Institute of Terrestrial Magnetism, Ionosphere and Radio Wave Propagation of Russian Academy of Sciences IZMIRAN (grant No 01201356396).

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Received 13.02.2019; accepted 18.03.2019; published online 24.04.2019

Введение. Вследствие особенностей своего географического положения прибрежные акватории и литоральные области океана относительно большой ресурсной доступности связаны с интенсивной морской деятельностью различного вида. К ней следует отнести вопросы безопасности от природных и антропогенных угроз, природопользование и морской транспорт.

Для обеспечения необходимого качества указанных видов морской деятельности усредненных (климатических) данных недостаточно; необходима оценка текущей информации о состоянии океанической среды. Это требует развития оперативных методов и инструментария наблюдения, оценки и прогноза состояния океана, называемых оперативной океанографией [1]–[5].

Характерным примером литоральных областей океана, рассматриваемых в работах по оперативной океанографии, могут служить регионы Баренцева моря и шельфов Норвежского моря. Им, как и литоральным зонам Мирового океана, присуща сильная пространственная и временная изменчивость свойств океанической среды, включая течения и волнение моря. Их изменчивость в значительной степени характеризуется наличием процессов и явлений малых масштабов, в частности образованием субмезомасштабных вихревых структур и меандров [6].

К отличительным свойствам мелководных областей относят: выраженную динамику свободной

поверхности, вертикальное перемешивание, прилив и приливное перемешивание, развитое волнение. В этих условиях основная задача мониторинга формулируется как непрерывное текущее оценивание в реальном времени и прогноз океанологических свойств водного слоя. Требования, предъявляемые к указанным системам, подразумевают использование комплексных средств съема натуральных данных, специфических прибрежных моделей и гибких адаптивных процедур настройки и сопоставления моделей и экспериментальных данных [6].

Среди характерных для оперативной океанографии средств реально-временного измерения и съема данных об океанической среде заметное место заняли радиолокационные системы (РЛС), эксплуатирующие эффект дальнего распространения волн вдоль поверхности моря при настильном приповерхностном зондировании и эффекты взаимодействия поля зондирующих сигналов с неровностями поверхности. Более того, радиолокация – это единственный инструмент, способный покрыть практически непрерывными измерениями прибрежные районы [1]–[3]. К критическим характеристикам РЛС относятся качество указанных измерений, возможности их обработки применяемыми моделями и соответствие последних изменчивости прибрежных районов, позволяющее с необходимой точностью отображать поверхностные и подповерхностные процессы с необходимым разрешением.



Рис. 1. Карта расположения системы оперативного мониторинга прибрежных акватории США с использованием коротковолновой (КВ) радиолокации
Fig. 1. Location map of the US coastal operational monitoring system using short-wave radar



Рис. 2. Пример восстановленной структуры возмущений морской поверхности у побережья США по данным КВ-радиолокации
Fig. 2. Example of the restoration structure of the sea surface perturbations of the US coast according to the short-wave radar

В настоящее время указанными характеристиками обладают системы коротковолновой радиолокации, широко применяемые в мире для решения задач оперативной океанографии. В качестве примера на рис. 1 и 2 представлена карта расположения систем оперативного мониторинга прибрежной зоны мирового океана на территории США и результаты восстановления морских возмущений в этой зоне, полученные в результате радиолокационного мониторинга [4], [5].

Принципы получения данных о возмущениях морской поверхности коротковолновой радиолокацией и информативность этих данных. В распространении коротких радиоволн (3...30 МГц) различают два механизма: поверхностная волна за счет дифракции на поверхности Земли и пространственная волна при ионосферной рефракции. В РЛС мониторинга надводной обстановки используются оба типа распространения, однако при локации морской поверхности с целью получения данных о ее возмущениях используются только РЛС с поверхностным типом распространения волн. При этом дальность действия РЛС достигает 300...400 км.

Использование коротковолновой радиолокации поверхностной волны позволяет получать в реальном масштабе времени информацию о надводном судоходстве, ледовой обстановке и метеоусловиях, в том числе определять кромку и динамику ледового покрова, характеристики приводного ветра, степень волнения моря и течений. В число оцениваемых гидрофизических и метеорологических параметров входят направление и сила ветра у поверхности моря, направление распространения и средняя высота волн, скорость и направление поверхностных течений.

В задачах оценивания гидрофизических характеристик водного слоя и генерируемого поверх-

ностью моря и судоходством подводных акустических шумов эти данные – входные. Они же будут промежуточными для ряда других задач.

На рис. 3 представлен модельный спектр отражений от морской поверхности. Изучение подобного спектра показало [2], что частотные компоненты, соответствующие узким пикам спектра вблизи частоты Брега $f_{\text{Бр}}$ ($F_{\text{отн}} = f/f_{\text{Бр}} = \pm 1$) (рис. 3, C), обусловлены так называемыми отражениями первого порядка. Эти компоненты соответствуют рассеиванию радиоизлучения с длиной волны λ возмущениями морской поверхности (волнами) с пространственной протяженностью между гребнями $\lambda/2$. Отражения от гребней таких возмущений имеют разность хода, равную λ , и поэтому суммируются синфазно. Частота Брега, она же доплеровское смещение частоты $f_{\text{д}}$, определяется выражением

$$f_{\text{Бр}} = \pm \sqrt{g/(\pi\lambda)},$$

где g – ускорение свободного падения.

Составляющие спектра, порожденные возмущениями морской поверхности (рис. 3, 2), обусловлены отражениями второго порядка. Например, этому соответствует сигнал, образованный последовательным отражением от совокупностей морских возмущений разной протяженности, обеспечивающих общую разность хода, близкую к λ .

Резонансный характер взаимодействия радиоволн и возмущенной поверхности моря позволяет связать основные параметры указанных возмущений с параметрами спектра отраженного морем сигнала. Физической основой для разработки методов определения состояния морской поверхности служит теория рассеяния коротких радиоволн на взволнованной морской поверхности [2].

Теория взаимодействия радиоволн и морских возмущений первого порядка описывает природу и информационную содержательность пиков в доплеровском спектре отраженного морем сигнала (брегговских или доплеровских составляющих).

Соотношение амплитуд этих линий для "приближающихся" и "удаляющихся" возмущений (на частотах $F_{\text{отн}} = -1$ и $+1$) (рис. 3, A) содержит информацию о генеральном направлении распространения морских возмущений и ветра у поверхности моря относительно угла визирования. Как показали экспериментальные исследования, ширина брегговских составляющих (рис. 3, G)

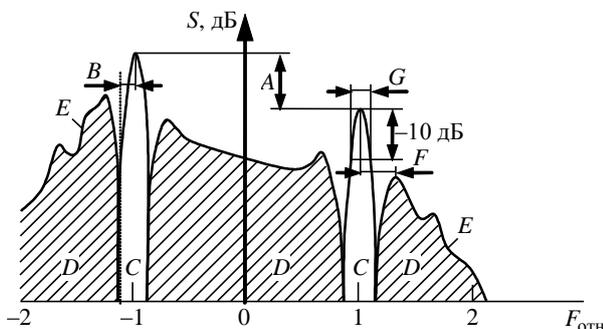


Рис. 3. Характерный доплеровский спектр отражений от морской поверхности в КВ-диапазоне радиоволн
 Fig. 3. Typical Doppler spectrum of reflections from the sea surface in the short-wave range of radio waves

содержит информацию о скорости ветра, воздействующего на морскую поверхность. Информация о смещении этих составляющих по частоте (рис. 3, *B*) служит основой для оценивания компонент и векторов скорости поверхностных течений (направлений и скорости в каждом элементе пространственного разрешения).

Теория резонансного взаимодействия второго порядка описывает континуальную составляющую доплеровского спектра рассеянного морем сигнала. Этот спектр содержит информацию о морском волнении. Огибающая спектра справа и слева от бреговских линий (рис. 3, *E*) описывает скалярный спектр морского волнения, из которого выделяются параметры доминирующей длины морской волны и оценка ее средней высоты (рис. 3, *F*). При наличии зыби в скалярном спектре морского волнения возможно определение не только длины волны, но и ее направления. Для получения обобщенной оценки средней высоты морских волн или степени волнения используется соотношение площадей, заключенных под огибающими спектров второго и первого порядков (рис. 3, *D/C*).

Как показали экспериментальные исследования, для получения достоверной гидрофизической и метеорологической информации из рассеянного морем сигнала требуется усреднение результатов нескольких зондирований и учет помех различного происхождения. Выполненные теоретические расчеты [2] обосновывают необходимость 9–15 независимых зондирований морской поверхности. Спектральные и статистические свойства отражений от морской поверхности в КВ-диапазоне к настоящему времени достаточно хорошо исследованы [3].

Специфический характер спектра отраженно-морем сигнала позволяет достаточно надежно фиксировать границы типа "земля–море" и "лед–море". На основании этой информации определяются границы ледовых полей, обнаруживаются и сопровождаются отдельные льдины и айсберги на больших дистанциях. Измерение скорости их дрейфа возможно с точностью до единиц сантиметров в секунду.

Пример реального пространственно-частотного спектра отражений от морской поверхности $S(F_{отн}, d)$ (d – номер элемента разрешения по дальности) при КВ-радиолокации приведен на рис. 4 [4]. На рисунке на фоне континуальной составляющей выделены дискретные элементы, соответствующие отражениям от надводных движу-

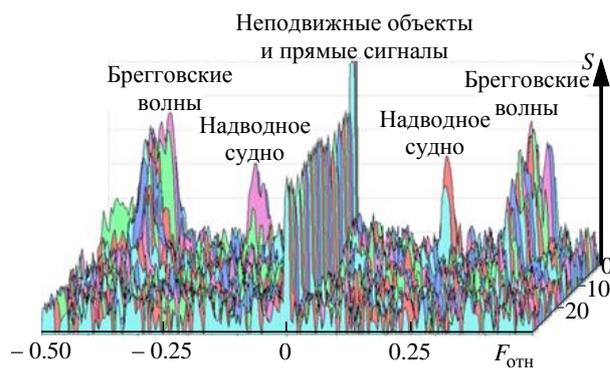


Рис. 4. Пример реального пространственно-частотного спектра отражений от морской поверхности

Fig. 4. An example of a real spatial-frequency spectrum of reflections from the sea surface

щихся и неподвижных объектов и бреговским отражениям от возмущений морской поверхности.

Обработка данных в КВ-радиолокации морской поверхности. В океанологии основным объектом измерений служат течения, прибрежные вихри, характеристики морского волнения. Также возможно зафиксировать положение и перемещение надводных объектов. Векторы течений, полученные по радиолокационным данным, рассчитываются на заданной пространственной сетке с фиксированным разрешением. На больших площадях измеряются радиальные компоненты скорости течений и/или компоненты скорости, характерные для бистатической (мультистатической) локации, когда излучатель и приемник разнесены. Системы КВ-радиолокации обеспечивают получение в реальном времени синоптической картины распределения векторов поверхностных течений и информации о поверхностном волнении. Характерный период обновления данных в известных системах составляет десятки минут, что отчасти согласовано с природной изменчивостью океанических процессов.

В большинстве случаев для определения векторов течений обрабатываются данные о радиальных компонентах их скоростей, полученные от двух и более станций (рис. 5). Для повышения точности измерений используются бистатические локационные системы, в которых излучатели и приемники разнесены на расстояния, составляющие существенную долю дальности действия КВ РЛС, это также позволяет увеличить пространственное покрытие на 30...100 %.

Данные измерений позволяют получать информацию о поверхностных течениях, но при этом результаты измерения амплитуды и изменчивость оценок КВ РЛС могут содержать существенные

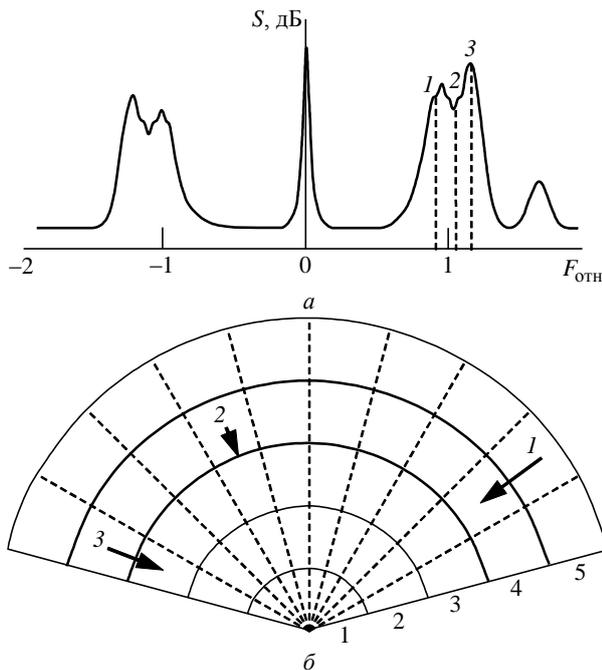


Рис. 5. Связь направления движения и доплеровского смещения частоты эхосигнала
Fig. 5. Relationship between driving direction and Doppler frequency shift of the echo signal

ошибки, сравнимые с измеренными значениями. Для преодоления этого затруднения обработка данных КВ РЛС ведется по робастным алгоритмам и включает процедуры фильтрации и интерполяции измерений.

В наиболее распространенной схеме сети моностатических станций эхосигналы содержат информацию о расстоянии r , азимутальном угле θ и о доплеровском сдвиге f_d . В силу конечной разрешающей способности по этим координатам общая картина принимаемых вследствие брэгговского рассеяния сигналов оказывается сегментированной. Эхосигналы в конкретном элементе разрешения по дальности интегрируются на временном интервале T с тем, чтобы сформировать доплеровский спектр (см. рис. 4). Размер этого элемента в КВ РЛС составляет 500...1500 м, поэтому в процессе измерений усредняется сигнал от сотен гребней волн. Радиальные составляющие скоростей течений определяются по малым доплеровским сдвигам на основе информации, содержащейся в сигналах элементов разрешения по расстоянию δr и по доплеровскому сдвигу. Из данных о расстоянии и доплеровском сдвиге получают значение и знак радиальной скорости и дальность.

Совокупности значений, полученных на часовом интервале, показывают значительную пространственную и временную изменчивость из-за

мезомасштабной изменчивости течений, изменчивости ветровой нагрузки и приливных процессов. В качестве оценки компонентов скорости обычно принимаются среднеквадратичные значения при усреднении по ансамблю. Из других особенностей обработки следует отметить использование процедур ограничения выбросов оценок, превышающих разумный предел по скорости течений и устранение ионосферных искажений и кратковременных импульсных помех, влияющих на корректную оценку доплеровского сдвига.

Для измерения спектра морского волнения требуется интегрирование сигнала в течение 50...100 с. Из-за длительного времени накопления при обработке сигнала в каждом элементе разрешения по дальности необходимо объединять результаты нескольких зондирований. С учетом указанного интервала получить приемлемый темп съема пространственных данных возможно только при параллельной обработке сигнала во всех элементах разрешения по дальности и по частоте.

Для КВ РЛС характерно присутствие на входе приемника помех, значительно превышающих уровень ее собственных шумов. Среди этих помех можно отметить атмосферные, промышленные и помехи, создаваемые радиостанциями и другими радиоэлектронными средствами.

В большей части КВ-диапазона преобладают сосредоточенные на отдельных частотных интервалах спектра активные помехи от радиостанций. Измеренный перепад интенсивности между интервалами, занятыми сосредоточенными помехами и свободными от них, доходит до 80...100 дБ. Выбор для работы свободного участка спектра снижает влияние помех.

Особенности конструкций КВ-радиолокатора.

Кроме диапазона рабочих частот важной особенностью КВ-радиолокации являются конструкции и характеристики антенных систем. Для РЛС поверхностной волны антенная система должна находиться вблизи кромки воды.

Системы КВ-радиолокации создаются либо как фазированные решетки (две линии антенн (передающих и приемных), установленные вдоль берега), либо как распределенные системы с оценкой направлений. Фазированные решетки первоначально были одночастотными; новые используют несколько частот. Системы с оценкой направлений CODAR [7] конфигурируются в различные по разрешению (по расстоянию) комбинации. Это версии, рассчитанные на большие расстояния (до 300

км от берега), и версии с высоким разрешением, позволяющие создавать и обновлять карту поверхностных течений с разрешением до 100 м на умеренных расстояниях.

Область КВ-радиолокационного наблюдения может быть расширена за счет установки дополнительных бистатических передатчиков на вынесенных в море буях. Полученная в результате эллиптическая координатная система обеспечивает восстановление скорости течений вдоль гипербол при расширении области покрытия по всем направлениям с получением ряда дополнительных преимуществ [5].

Примером недорогой реализации КВ-РЛС поверхностной волны является стационарная РЛС WERA (Германия) [5], [8]. На рис. 6 представлены антенная система этой РЛС, а на рис. 7 – схема ее типового размещения. В состав РЛС входят передающая антенная система T_x , приемная антенная решетка R_x и блок генерации и обработки сигналов WERA. Эта РЛС позволяет измерять указанные ранее характеристики возмущений поверхности моря и допускает раннее обнаружение цунами [9], [10].

Для РЛС сравнительно малой мощности (до 100...500 Вт) с 16-элементной решеткой предель-

ная дальность составляет 100...200 км. Как правило, вызывает затруднения обеспечение хорошей электромагнитной развязки между передающей и приемной позициями. Приходится искать компромисс между длительностью импульса (а соответственно, и энергетикой РЛС) и размером ближней зоны. Задача разнесения передающей и приемной позиций заключается в том, чтобы приемные цепи находились в линейном режиме. Тогда можно применить методы компенсации прямого сигнала и тем самым обеспечить обзор ближней зоны в непрерывном режиме и дальней зоны в импульсном режиме.

Непосредственно на месте размещения РЛС по текущим условиям могут быть выбраны период следования и скважность импульсов, обеспечивающие обзор всей зоны ответственности РЛС.

В КВ РЛС находит применение линейно-частотно-модулированный (ЛЧМ) сигнал. При его использовании достигается развязка между сигналами с разной задержкой по частоте. Однако хорошую развязку трудно реализовать при малых индексах модуляции. При выделении для сигнала достаточно широкой полосы, например 100 кГц, индекс модуляции получается равным 10, что может считаться достаточным.

При ширине спектра сигнала 10 кГц минимальная длительность импульса составляет 100 мкс, при максимальной задержке 1 мс (соответствующей дальности 150 км) получается достаточно хорошая скважность сигнала 10, поэтому можно использовать импульсный сигнал, добавив модуляцию от импульса к импульсу.

Компромиссно-разумными можно считать следующие параметры сигнала: полоса 20 кГц, период следования импульсов 1 мс, длительность импульса 50...200 мкс, длительность сигнала 100 с. Излучаемая посылка состоит из периодических импульсов со специально подобранной фазовой модуляцией, минимизирующей боковые лепестки и внеполосное излучение.

К основным особенностям приемопередающей аппаратуры относятся прямое цифровое преобразование на несущей частоте во всем КВ-диапазоне, прямой синтез зондирующего сигнала и многоэлементная цифровая решетка [11].

Время развертывания РЛС определяется скоростью расстановки антенных элементов и подключения их к приемнику. Для сокращения этого времени целесообразно заменить кабельные соединения между антеннами и процессором РЛС



Рис. 6. Антенная система РЛС WERA
Fig. 6. WERA radar antenna system

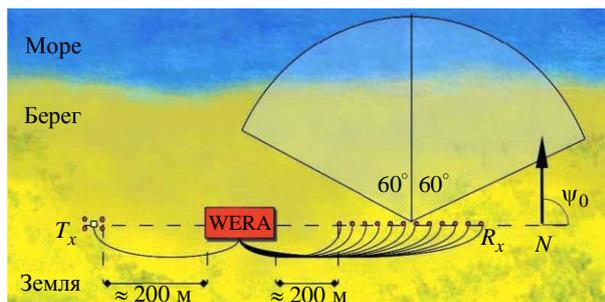


Рис. 7. Типовая схема размещения РЛС WERA
Fig. 7. A typical layout of the radar WERA

на беспроводной интерфейс для сбора данных, например на основе сети Wi-Fi, снабдив каждый антенный элемент GPS-приемником и автономным питанием на основе солнечных батарей с аккумуляторами. Тогда развертывание будет заключаться только в расстановке антенных элементов на выбранном участке берега. Антенные элементы КВ РЛС можно размещать непосредственно в береговой растительности. При необходимости отдельные автономные антенные элементы можно разместить в море на буйках.

В качестве устройства обработки используется компьютер с сетевым Wi-Fi-оборудованием для сбора данных от антенных элементов. Таким образом, в состав РЛС входит: поле приемной антенной решетки, центр приема данных от ее элементов и формирователь сигнала, усилители мощности, передающая антенная система.

Передающая антенная система должна излучать сигнал по азимуту и по углу места в секторе, обслуживаемом РЛС, минимизируя излучение по другим направлениям. Антенна должна перекрывать весь диапазон рабочих частот. Поэтому, несмотря на широкую диаграмму направленности в горизонтальной плоскости, передающая антенна имеет существенные размеры. Синтез КВ-сигнала с заданными параметрами реализуется с помощью многоканального цифроаналогового преобразователя синтезатора сигнала. Установка фаз и амплитуд по каждому каналу позволяет сформировать заданную диаграмму направленности на передачу, адаптивную к помеховой обстановке.

Для синхронизации достаточно точности сигналов, поступающих от GPS-приемника. Взаимное расположение антенных элементов (конфигурация приемной решетки) уточняется по координатам, получаемым от этого же приемника.

Перспективным направлением может стать применение коротковолновых радиолокационных комплексов с вынесенным приемом, построенных по принципу бистатической когерентной РЛС, с использованием сигналов собственных и сторонних источников излучения для освещения морской обстановки [12].

Состав систем оперативной океанографии. В общем виде системы оперативного мониторинга можно представить состоящими из трех крупных частей:

– наблюдательной сети, функция которой – получение натуральных данных о состоянии океанической среды и о связанном с этим состоянием атмосферном форсинге;



Рис. 8. Система оперативной океанографии с элементами настройки (адаптации) моделей и наблюдательной сети
Fig. 8. System of operational oceanography with elements of adjustment (adaptation) of models and observation network

– физической модели, описывающей изменчивость океанической среды в пространстве и времени;

– механизма подгонки натуральных данных и модели (ассимиляция данных в моделях).

На рис. 8 приведен возможный состав систем для оперативной океанографии с элементами настройки для адаптации данных с моделями наблюдательных параметров.

Вход в систему представлен наборами или полями натуральных (измеренных) данных и данных о воздействующих факторах. Выходом системы становятся поля океанических характеристик, информация о которых востребована в прикладных задачах (рис. 8). В рассматриваемом случае наблюдения состояния морской поверхности проводятся в прибрежной зоне с помощью КВ РЛС. Данными для наблюдений служат характеристики поверхностных течений и волнения. Внешние воздействия – атмосферный форсинг. Инструмент наблюдений, особенности моделей и их настройки под физические процессы, особенности ассимиляции рассмотрены далее.

Отметим, что системы наблюдения часто представляют собой обсерватории, включающие сети КВ РЛС различных частотных диапазонов, а также океанологические станции, метеорологические радары, станции погоды, измерители приливов.

Модели. Используемые оперативной океанографией модели прибрежных районов основываются на системе уравнений геофизической гидродинамики (примитивных уравнений). При этом модели должны адекватно воспроизводить физику этих районов. К особенностям прибрежных районов относят влияние береговой линии, мелководье (обычно до 200 м), сильные течения вдоль берегов и пространственно-временную из-

менчивость океанических процессов. Учитывая сделанный акцент на наблюдении поверхностных явлений, в модели важно учесть влияние физических факторов на водную поверхность. Модели характеризуются переменными состояниями (state variables) – свойствами морской среды – и параметрами (parameters). К переменным состояниям относятся температура, соленость, компоненты скорости течений. Перечень и физический смысл параметров используемых динамических океанических моделей можно найти, например, в [13]. Это коэффициенты, определяющие вертикальное и приливное перемешивание, трение у дна и граничные условия. Параметры являются регуляторами, используя которые, модель настраивают на физические особенности конкретной акватории. Применительно к условиям мелководья и, соответственно, к прибрежному моделированию выделяются [6] параметры, связанные с придонной зоной, которые считаются основным регулятором адекватности прибрежной модели. Это "напряжение у дна" (bottom stress) и коэффициенты трения (bottom friction coefficients) в различных направлениях. Определяемые этими параметрами характеристики придонных течений влияют на общую динамику и состояние водных масс, в том числе на поверхностные течения.

Граничные условия определяются из соображений общности процессов в океане и в прибрежной акватории как его части. Поэтому модели прибрежных региональных или локальных акваторий обычно вкладываются (nesting) в крупномасштабные модели. Граничные условия в значительной степени определяются пространственной изменчивостью состояния океана и процедурой вложения.

Ассимиляция натурных данных в моделях. Следуя [14], различаем ошибки измерений (разница между измеренными и истинными значениями), ошибки моделей (следствие неадекватности описания физических процессов) и ошибки невязки (ϵ) между измеренными и соответствующими им модельными значениями. Ошибки невязки включают в себя и ошибки измерений, и ошибки физической модели. Эти ошибки могут быть реально оценены. Для работы с ними введены модели ошибок-невязок. Статистики невязок получили название неопределенностей. Изменчивость этих статистик по пространству названа полями неопределенностей. Изучение неопределенностей стало в настоящее время важным научным направлением [14]. Информация об ис-

тинных значениях измеряемой величины, как правило, отсутствует, поэтому в отношении ошибок измерений существуют только статистические модельные представления. Неадекватность физических моделей конкретным природным условиям априори оценить сложно. Эта сложность согласно [14] преодолевается с помощью так называемого адаптивного моделирования, для чего вводится процедура ассимиляции – подгонки физической динамической модели и измеренных данных по определенному критерию (см. рис. 8). В качестве критерия принимается минимум некоторой нормы соответствия измеренных и модельных значений. Обычно это – квадратичная норма невязок (ϵ). Задачи ассимиляции решаются различными формальными методами (процедурами), учитывающими нелинейные модельные зависимости. Среди них выделяются ансамблевые, вариационные и гибридные (вариационно-ансамблевые) методы. Поскольку при заданном измерителе результаты измерений – это внешняя для модели (неизменяемой) информация, то в процессе подгонки изменяется сама модель, т. е. начальные и граничные условия и параметры.

Методы ассимиляции данных в моделях разделяются на методы статистического оценивания и обратные методы. В процессе подгонки модели и экспериментальных данных идеальным можно считать одновременное оценивание параметров модели и переменных состояний, удовлетворяющее выбранному критерию. В случае неадекватности или низкого качества модели она подлежит улучшению. Анализ неопределенностей может выявить также потребность в улучшении качества измерений – например, может потребоваться изменение плотности расположения КВ РЛС, их разрешающей способности, минимизация ошибок за счет предварительной обработки и привлечения дополнительных измерителей.

Фазы разработки систем оперативного мониторинга прибрежных акваторий. Создание наблюдательной сети из прибрежных КВ РЛС, позволяющей проводить оценку поверхностных течений и характеристик волнения, не решает задачу мониторинга полностью. Это – лишь один из элементов целостной системы. Другим важным элементом служит разработка адекватной прибрежной модели.

Разработка такой модели предусматривает ряд этапов. Первый из них, по-видимому, – проведение необходимых исследований. Необходимо вы-

явить доминирующие в конкретной прибрежной зоне процессы и их масштабы, особенно связанные с поверхностными явлениями, в том числе субмезомасштабными; выявить влияние характеристик дна на придонные и поверхностные течения. При разработке физической модели следует учесть результаты, полученные на исследовательской фазе. Необходимо предусмотреть возможность настройки модели под изменяющиеся условия района. От использования жесткой модели с назначенными параметрами или ранее разработанной и универсально применяемой модели ожидать адекватности не стоит.

Затем применительно к разработанной модели разрабатываются процедуры ассимиляции данных, потенциально получаемых от прибрежной радиолокации и других измерителей. Эти процедуры должны предусматривать подгонку переменных состояния модели к соответствующим экспериментальным данным и оценку параметров модели. Следующей фазой могла бы стать калибровка сочетания элементов будущей системы. Далее следует предусмотреть натурные эксперименты и верификацию системы в реальном масштабе времени. Последней фазой может стать инженерное проектирование вариантов целостной системы.

Заключение. Результаты применения систем оперативного мониторинга прибрежных акваторий, основанные на использовании КВ-радиолокации, должны носить как практический, так и научный характер. Реально-временной мониторинг и прогноз поверхностных эффектов улучшат управление транспортной и природоохранной деятельностью и приведут к предупреждению опасных явлений. Оценка и прогноз подповерхностных явлений улучшат качество подводного наблюдения. Научный результат выразится в улучшении физических моделей и представлений о природных явлениях в прибрежной зоне.

Ожидается, что при ассимиляции моделью радиолокационных данных и данных о поверхностном ветре улучшится разрешение прибрежных вихрей и фронтов. На рис. 9 приведено сопоставление результатов измерений радиальной составляющей скорости течения по данным КВ РЛС $v_{РЛС}$ и акустического доплеровского профилографа течений (АДПТ) $v_{АДПТ}$ для двух направлений [15]. В одном из них (рис. 9, а) корреляция данных указанных измерений составила 0.96, во втором (рис. 9, б) – 0.82. Среднеквадратическое отклонение составляет

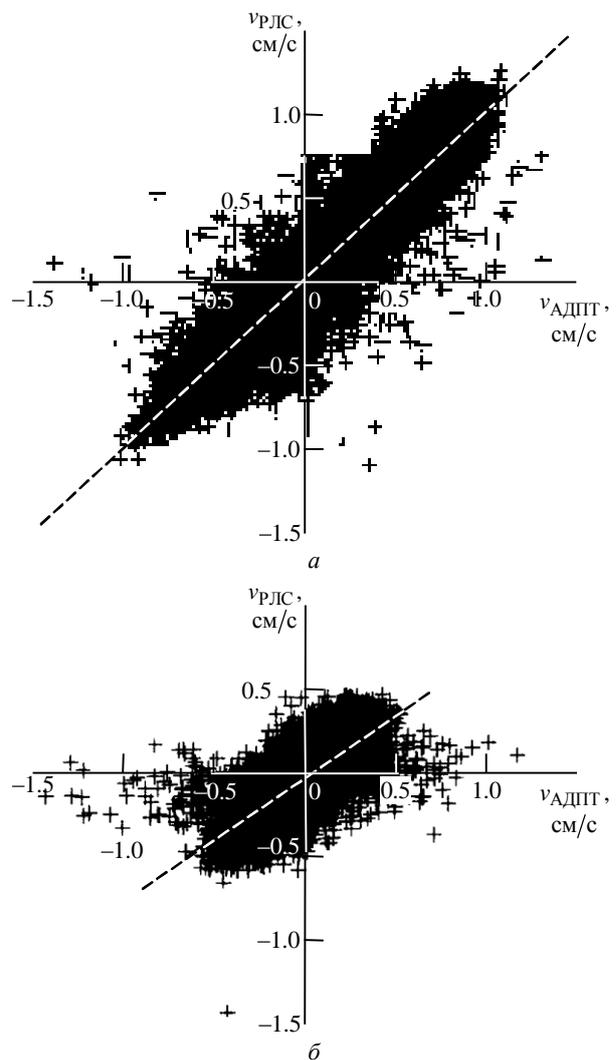


Рис. 9. Сопоставление результатов измерений радиальной составляющей скорости течения по данным КВ РЛС и АДПТ

Fig. 9. Comparison of the results of measurements of the radial component of the flow velocity according to HF radar and acoustic Doppler flow profiler

13.8 и 11 см/с соответственно. Приведенные результаты показывают, что данные о радиальной скорости течения, полученные КВ РЛС и АДПТ, хорошо согласуются между собой.

Выводы. Опыт использования систем оперативного мониторинга прибрежных акваторий с помощью КВ-радиолокации отражен в ряде зарубежных публикаций. Из него, в частности, можно сделать следующие выводы:

– При корректном построении модели и выборе ее параметров – параметров зондирующих сигналов, пространственного разрешения, алгоритмов обработки данных (в том числе межантенной обработки), могут быть получены корректные данные о поверхностных течениях. Известные экспе-

рименты по сравнению результатов, полученных КВ РЛС и иными инструментами, показывают хорошее их согласие.

– Разработаны высокоразрешающие модели океанических процессов в прибрежной зоне, способные описывать как поверхностные явления (в том числе прибрежные вихревые структуры), так и динамику гидрофизических полей в трехмерной области водного слоя.

– При практическом использовании КВ-диапазона в целях мониторинга морских акваторий отечественные разработчики считают целесообраз-

ным создание передислоцируемых РЛС с использованием беспроводных каналов передачи данных в антенной системе. Снижение стоимости одного элемента антенной решетки и развитие сетевых технологий позволяют снизить затраты при развертывании РЛС. Есть все основания полагать, что осуществление проекта радиолокационного океанографического мониторинга в нашей стране реально реализуемо как в техническом, так и в методическом отношении и необходимо для развития и совершенствования морского транспорта и решения экологических проблем мирового океана.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Helzel T., Hansen B. How monitoring by Coastal Radar becomes more and more important as tool for hazard management and environmental protection. URL: <https://helzel-messtechnik.de/files/432/upload/Pressreleases/Press-Release-WERA-100118.pdf> (дата обращения 09.04.2019)
2. Directional Sea Spectrum determination using HF Doppler radar techniques / D. Trizna, J. Moore, J. Headrik, R. Bogle // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1977. Vol. AP-25, № 1. P. 4–11. doi: 10.1109/TAP.1977.1141549
3. Barrick D. E., Snider J. The statistic of HF sea echo Doppler spectra // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1977. Vol. AP-25, № 1. P. 19–28. doi: 10.1109/TAP.1977.1141529
4. Detection of ships with multi-frequency and CODAR SeaSonde HF radar systems / D. M. Fernandez, J. F. Vesecky, D. E. Barrick, C. C. Teague, M. M. Plume, C. Whelan // Canadian J. of Remote Sensing. 2014. Vol. 27, № 4. P. 277–290. doi: 10.1080/07038992.2001.10854871
5. Long-term real-time Coastal Ocean Observational Networks/ S. M. Glenn, T. D. Dickey, B. Parker, W. Boicourt // Oceanography. 2000. Vol. 13, № 1. P. 24–34. doi: 10.5670/oceanog.2000.50
6. Data assimilation within the advanced circulation (ADCIRC) modeling framework for the assimilation of Manning's friction coefficient / T. Mayo, T. Butler, C. Dawson, I. Hoteit // Ocean Modeling. 2014. Vol. 76. P. 43–58. doi: 10.1016/j.ocemod.2014.01.001
7. Results from the Mid Atlantic high frequency radar network / H. Roarty, E. Handel, M. Smith, E. Rivera, J. Kerfoot, J. Kohut, S. Glenn. URL: <https://ru.scribd.com/presentation/55643049/Results-from-the-Mid-Atlantic-High-Frequency-Radar-Network> (дата обращения 20.03.2019)
8. How to set up a WERA Site. URL: http://wera.cen.uni-hamburg.de/WERA_Guide/WERA_Guide.shtml (дата обращения 20.03.2019)
9. Dzvонkovskaya A., Gurgel K.-W. Future contribution of HF radar WERA to tsunami early warning systems // European J. of Navigation. 2009. Vol. 7, № 2. P. 17–23.
10. Dzvонkovskaya A., Petersen L., Helzel T. HF ocean radar with a triangle waveform implementation // Proc. of Int. Radar Symposium IRS 2018, June 20–22 2018, Bonn, Germany. Bonn: German Institute of Navigation (DGON), 2018. P. 1487–1493.
11. Безуглов А. В., Веремьев В. И., Кутузов В. М. РЛС декаметрового диапазона для мониторинга прибрежных акваторий // Морские информационно-управляющие системы. 2018. № 1 (13). С. 60–66.
12. Концепция построения коротковолновых радиолокационных станций с вынесенным приемом и использованием сигналов собственных и сторонних источников излучения для освещения морской обстановки / А. В. Бархатов, В. И. Веремьев, В. А. Родионов, С. В. Куприянов // Фундаментальная и прикладная гидрофизика. 2015. Т. 8, № 4. С. 50–54.
13. An operational circulation modeling system for the gulf of maine/Georges Bank Region. Part I: Basic Elements / W. Brown, A. Gangopadhyay, F. Bub, Zhitao Yu // IEEE J. of Oceanic Engineering. 2007. Vol. 32, № 4. P. 807–822. doi: 10.1109/JOE.2007.895277
14. Lermusiaux P. F. J. Adaptive modeling, adaptive data assimilation and adaptive sampling // Physica D. 2007. Vol. 230, iss. 1–2. P. 172–196. doi: 10.1016/j.physd.2007.02.014
15. Robinson A. M., Wyatt L. R. A two-year comparison between HF radar and ADCP current measurements in Liverpool Bay // J. of Operational Oceanography. 2011. Vol. 4, № 1. P. 33–45. doi: 10.1080/1755876X.2011.11020121

Веремьев Владимир Иванович – кандидат технических наук (2000), директор НИИ "Прогноз" Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – комплексный экологический мониторинг; комплексные вопросы построения радиолокационных систем; многодиапазонные многопозиционные радиолокационные комплексы для мониторинга воздушного пространства и морской поверхности.
E-mail: vervladiv@gmail.com

Кутузов Владимир Михайлович – доктор технических наук (1997), профессор, заведующий кафедрой радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – комплексные вопросы радиолокации; морская радиолокация.

E-mail: vmkutuzov@etu.ru

Плотницкая Екатерина Сергеевна – студентка 2-го курса Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Сфера научных интересов – радиолокационное распознавание.

E-mail: katu.plotnitskaya@yandex.ru

Коваленко Валерий Вениаминович – кандидат технических наук (1978), ведущий научный сотрудник ИО РАН. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – информационно-управляющие системы, оперативная океанография; подводная акустика.

E-mail: hydrophys@mail.ru

Телегин Виктор Алексеевич – кандидат физико-математических наук (1984), старший научный сотрудник ИЗМИРАН. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – исследование неоднородностей ионосферы; создание радиолокационных комплексов для мониторинга состояния ионосферы и морской поверхности; вопросы построения радиолокационных систем; разработка систем мониторинга морского волнения и течений.

E-mail: telvika@gmail.com

REFERENCES

1. Helzel T., Hansen B. How Monitoring by Coastal Radar Becomes More and More Important as Tool for Hazard Management and Environmental Protection. Available at: <https://helzel-messtechnik.de/files/432/upload/Pressreleases/Press-Release-WERA-100118.pdf> (accessed 09.04.2019)
2. Trizna D., Moore J., Headrik J., Bogle R. Directional Sea Spectrum determination using HF dopler Radar Techniques. IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1977, vol. AP-25, no. 1, pp. 4–11. doi: 10.1109/TAP.1977.1141549
3. Barrick D. E., Snider J. The Statistic of HF Sea Echo Doppler Spectra. IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1977. Vol. AP-25, no. 1, pp. 19–28. doi: 10.1109/TAP.1977.1141529
4. Fernandez D. M., Vesecky J. F., Barrick D. E., Teague C. C., Plume M. M., Whelan C. Detection of Ships with Multi-Frequency and CODAR Seasonde HF Radar Systems. Canadian J. of Remote Sensing. 2014, vol. 27, no. 4, pp. 277–290. doi: 10.1080/07038992.2001.10854871
5. Glenn S. M., Dickey T. D., Parker B., Boicourt W. Long-Term Real-Time Coastal Ocean Observational Networks. Oceanography. 2000, vol. 13, no. 1, pp. 24–34. doi: 10.5670/oceanog.2000.50
6. Mayo T., Butler T., Dawson C., Hoteit I. Data Assimilation within the Advanced Circulation (ADCIRC) modeling framework for the assimilation of Manning's friction coefficient. Ocean Modeling. 2014, vol. 76, pp. 43–58. doi: 10.1016/j.ocemod.2014.01.001
7. Roarty H., Handel E., Smith M., Rivera E., Kerfoot J., Kohut J., Glenn S. Results from the Mid Atlantic High Frequency Radar Network. Available at: <https://ru.scribd.com/presentation/55643049/Results-from-the-Mid-Atlantic-High-Frequency-Radar-Network> (accessed 20.03.2019)
8. How to set up a WERA Site. Available at: http://wera.cen.uni-hamburg.de/WERA_Guide/WERA_Guide.shtml (accessed 20.03.2019)
9. Dzvонkovskaya A., Gurgel K.-W. Future Contribution of HF Radar WERA to Tsunami Early Warning Systems. European J. of Navigation. 2009, vol. 7, no. 2, pp. 17–23.
10. Dzvонkovskaya A., Petersen L., Helzel T. HF Ocean Radar with a Triangle Waveform Implementation. Proc. of Int. Radar Symposium IRS 2018, June 20–22 2018, Bonn, Germany. Bonn, German Institute of Navigation (DGON), 2018, pp. 1487–1493.
11. Bezuglov A. V., Verem'ev V. I., Kutuzov V. M. Decimeter Radar for Coastal Waters Monitoring. *Morskije informatsionno-upravlyayushchie sistemy* [Marine Information Management Systems]. 2018, no. 1 (13), pp. 60–66. (In Russ.)
12. Barkhatov A. V., Verem'ev V. I., Rodionov V. A., Kupriyanov S. V. The Concept of Building Shortwave Radar Stations with Remote Reception and Use of Signals From Own and Third-Party Radiation Sources to Illuminate the Marine Environment. *Fundamental'naya i prikladnaya gidrofizika* [Fundamental and Applied Hydrophysics]. 2015, vol. 8, no. 4, pp. 50–54. (In Russ.)
13. Brown W., Gangopadhyay A., Bub F., Zhitao Yu. An Operational Circulation Modeling System for the Gulf of Maine/Georges Bank Region. Part I: Basic Elements. IEEE J. of Oceanic Engineering. 2007, vol. 32, no. 4, pp. 807–822. doi: 10.1109/JOE.2007.895277
14. Lermusiaux P. F. J. Adaptive Modeling, Adaptive Data Assimilation and Adaptive Sampling. *Physica D*. 2007, vol. 230, iss. 1–2, pp. 172–196. doi: 10.1016/j.physd.2007.02.014
15. Robinson A. M., Wyatt L. R. A Two-Year Comparison between HF Radar and ADCP Current Measurements in Liverpool Bay. *J. of Operational Oceanography*, 2011, vol. 4, no. 1, pp. 33–45. doi: 10.1080/1755876X.2011.11020121

Vladimir I. Veremyev – Cand. of Sci. (Engineering) (2000), Director of the Research Institute "Prognoz". The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: complex ecological monitoring, complex questions of the radar systems design, multiband multistatic radars for air space and sea surface surveillance.
E-mail: vervladiv@gmail.com

Vladimir M. Kutuzov – Dr. of Sci. (Engineering) (1997), Head of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 200 scientific publications. Area of expertise: radar systems design for sea surface surveillance.
E-mail: vmkutuzov@etu.ru

Katsiaryna S. Plotnitskaya – 2nd year student of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". Area of expertise: radar recognition.
E-mail: katya.plotnitskaya@yandex.ru

Valery V. Kovalenko – Cand. of Sci. (Engineering) (1978), Leading Researcher of Institute of IO RAS. Author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: management-information systems; operational oceanography.
E-mail: hydrophys@mail.ru

Viktor A. Telegin – Cand. of Sci. (Physics and Mathematics) (1984), Senior Researcher of IZMIRAN. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: the study of the heterogeneity of the ionosphere; creation of radar systems for monitoring the state of the ionosphere and the sea surface; issues of building radar systems; development of monitoring systems for sea waves and currents.
E-mail: telvika@gmail.com

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-2-44-52>

УДК 621.396.96

И. В. Крючков, М. И. Нониашвили, А. И. Скачкова[✉], А. А. Филатов
Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана
ул. 2-я Бауманская, д. 5, стр. 1, Москва, 105005, Россия

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ СИНХРОНИЗАЦИИ РАЗНЕСЕННОЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С ПОДВИЖНЫМИ НОСИТЕЛЯМИ ПРОГРАММНО-АЛГОРИТМИЧЕСКИМ СПОСОБОМ

Аннотация

Введение. Одним из классов современных радиотехнических систем являются системы с пространственным разнесением приемных, передающих или приемо-передающих элементов. В таких системах достигается повышение информативности за счет совместной обработки сигналов при обеспечении синхронизации по времени и фазе несущего колебания. В настоящее время в литературе не уделяется должное внимание требованиям к точности синхронизации разнесенных систем различного назначения, а также простым и доступным способам их синхронизации.

Цель работы. Поиск технических решений для тактовой и фазовой синхронизации без использования атомных стандартов частоты и внешних источников координатно-временной информации.

Методы и материалы. В работе рассмотрена разнесенная радиотехническая система с нежесткой структурой. Каждый элемент системы тактируется собственным кварцевым генератором. Генераторы не синхронизированы между собой. Фазы их колебаний периодически сличаются методом двусторонней передачи синхронизирующих сигналов (от одного элемента к другому и обратно). Методика синхронизации (программно-алгоритмический подход) сводится к коррекции совместно обрабатываемых сигналов с учетом оценок ухода частоты (фазы). Отработка предложенных технических решений представлена на макете аппаратуры, состоящей из десяти приемо-передающих модулей.

Результаты. Экспериментально показано, что среднеквадратическое отклонение ошибки синхронизации не превышает 12° по фазе (на несущей частоте в метровом диапазоне) или 0.2 нс по времени. Указанные результаты получены при пространственном разнесе до нескольких сотен метров, на скоростях взаимного перемещения модулей до нескольких метров в секунду и могут быть распространены на более высокочастотные диапазоны (в частности, на дециметровый).

Заключение. В работе предложен метод многостороннего распространения для синхронизации разнесенных радиотехнических систем. Данный метод совместно с использованием программно-алгоритмического подхода позволяет получать в реальном масштабе времени точность синхронизации, достаточную для когерентного разнесенного приема.

Ключевые слова: программно-алгоритмический способ синхронизации, разнесенная радиотехническая система, пространственная когерентность, кварцевый генератор

Для цитирования: Экспериментальные результаты синхронизации разнесенной радиотехнической системы с подвижными носителями программно-алгоритмическим способом / И. В. Крючков, М. И. Нониашвили, А. И. Скачкова, А. А. Филатов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 2. С. 44–52. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-2-44-52

Источник финансирования. Работа выполнялась при поддержке Минобрнауки РФ в рамках Государственного задания № 3.2190.2014/К.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 06.12.2018; статья принята к публикации 18.03.2019; опубликована онлайн 24.04.2019

© Крючков И. В., Нониашвили М. И., Скачкова А. И., Филатов А. А., 2019

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



Igor V. Kryuchkov, Mikhail I. Noniashvili, Anna I. Skachkova[✉], Andrey A. Filatov
Bauman Moscow State Technical University
5/1, 2nd Baumanskaya Str., 105005, Moscow, Russia

EXPERIMENTAL RESULTS OF SOFTWARE ALGORITHMIC SYNCHRONIZATION OF DISTRIBUTED RADIO SYSTEM WITH MOBILE CARRIERS

Abstract

Introduction. One of the classes of modern radio engineering systems are systems with spatial diversity of transmitting, receiving or transceiving elements. In such systems, an increase of the information content is achieved by signal coprocessing ensuring synchronization in time and phase of the carrier oscillation. Currently, the researchers do not pay enough attention to the requirements for the accuracy of synchronization of distributed systems of different applications, as well as simple and affordable ways to synchronize them.

Objective. The paper main objective is the search for technical solutions for clock and phase synchronization without atomic frequency standards and external sources of coordinate-time information.

Methods and materials. The paper considers a distributed radio engineering system with non-rigid structure. Each element of the system has reference signal from its own crystal oscillator. The oscillators are not physically aligned. The phases of their oscillations are periodically compared by the method of two-way transmission of synchronizing signals (from one element to another and vice versa). The synchronization technique (software algorithmic approach) is reduced to the coprocessing signal correction according to estimated frequency (phase) drifts. The testing of the proposed technical solution is presented on a hardware model consisting of ten receiving and transmitting modules.

Results. The experiment showed that RMS of synchronization errors does not exceeded 12 degrees by phase (for VHF), or 0.2 ns by time. These results are acquired for spatial diversity up to several hundred meters, mutual speed of the modules up to several meters per second and may be extended for higher frequencies (in particular, UHF).

Conclusion. The paper proposes a method of multilateral propagation to synchronize distributed radioengineering systems. Combined with software algorithmic technique this method enables to obtain synchronization accuracy in real-time sufficient for coherent diversity technique.

Key words: software algorithmic synchronization mode, distributed radio system, spatial coherence, crystal oscillator

For citation: Kryuchkov I. V., Noniashvili M. I., Skachkova A. I., Filatov A. A. Experimental Results of Software Algorithmic Synchronization of Distributed Radio System with Mobile Carriers. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 2, pp. 44–52. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-2-44-52 (In Russ.)

Source of financing. The work was implemented with the support of Ministry of Higher Education and Science of the Russian Federation within the frames of State Assignment No 3.2190.2014/K.

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Received 06.12.2018; accepted 18.03.2019; published online 24.04.2019

Введение. Принцип совместной обработки сигналов, принимаемых в разнесенных точках пространства, используют в интерферометрической радиоастрономии, спутниковой радионавигации, радиолокации и других направлениях. Методам и алгоритмам совместной пространственно-временной обработки сигналов уделяется заметное внимание, особенно в последнее время [1]–[6]. Большинство работ носит теоретический характер, и в них, как правило, не рассматриваются требования к точности синхронизации. Под точностью синхронизации обычно понимают среднеквадратические значения ошибок контроля временных сдвигов между огибающими и разностью ВЧ-фаз радиосигналов, соответствующих разнесенным элементам системы [7].

Точность синхронизации, реализуемая в разнесенных системах, зависит от ряда причин: пространственной конфигурации, рабочего диапазона частот, характера движения, методов синхронизации – и, как правило, накладывает ограничения на способ объединения сигналов (когерентный или некогерентный). Настоящая статья посвящена особенностям совместной когерентной обработки сигналов в разнесенных радиотехнических системах, в том числе анализу требований к точности синхронизации и способам ее достижения, а также экспериментальной проверке предлагаемых технических и алгоритмических решений.

Для синхронизации нескольких устройств, разнесенных в пространстве, существует два спо-

соба: перемещение предварительно синхронизированных опорных генераторов и обмен синхронизирующими сигналами [8]. Первый способ требует исключительно высокостабильных генераторов (например, атомных) даже при сравнительно небольших расстояниях между синхронизируемыми позициями, так как фазы предварительно синхронизированных генераторов с течением времени в любом случае расходятся.

Передача синхронизирующих сигналов обеспечивает регулярное сличение фаз разнесенных генераторов и внесение поправок, что позволяет существенно снизить требования к стабильности генераторов. В промежутках между сличениями синхронизация по-прежнему поддерживается за счет стабильности генераторов. В последнее время все большее распространение получают алгоритмические методы синхронизации, основанные на оценке расхождения опорных генераторов и дальнейшем учете при совместной обработке соответствующих поправок без обеспечения физического синхронизма колебаний генераторов [1], [7]. Как правило, основной фактор, ограничивающий точность синхронизации в указанном методе, – это неопределенность характеристик канала передачи синхронизирующего сигнала.

Различают системы с односторонней (вещанием) и двунаправленной (обменом) передачами синхронизирующих сигналов. Пример системы с односторонней передачей – синхронизация по сигналам различных радионавигационных систем (типа LORAN, Transit, Глонасс и т. п.).

При двунаправленной передаче синхронизирующих сигналов влияние характеристик канала распространения можно существенно снизить, обеспечив почти одновременную передачу сигналов в обоих направлениях между двумя антеннами. Это позволяет отказаться от дополнительных средств и процедур оценки задержки в канале и допускает применение относительно простой аппаратуры. Кроме того, в ряде случаев требуется сохранение работоспособности радиотехнической системы вне зависимости от наличия внешних источников координатно-временной информации – таких, как радионавигационные системы.

В настоящей статье рассмотрен метод двустороннего распространения, расширенный на случай одновременной синхронизации нескольких разнесенных в пространстве позиций, реализованный с применением программно-алгоритмического подхода. Такой метод можно назвать методом многостороннего распространения синхронизирующих

сигналов. Возникающие при этом избыточные измерения позволяют контролировать и несколько улучшать достигаемую точность синхронизации.

Обоснование требований к точности системы фазовой синхронизации. Погрешность определения фаз комплексных огибающих сигналов, объединяемых когерентно, складывается из показателей стабильности следующих основных параметров: частоты (фазы) опорных генераторов, комплексной амплитудно-фазовой частотной характеристики (АФЧХ) канала распространения сигналов (в том числе отношения сигнал/шум в канале, многолучевости и др. [9], [10]) и ВЧ-трактов (главным образом, комплексные АФЧХ приемных каналов). Дополнительное влияние на фазу может оказывать движение передатчиков и приемников, а в радиолокации – вторичных отражателей (радиолокационных целей), что накладывает ограничение на интервал времени когерентности принимаемых сигналов [11].

В [7] рассмотрены разреженные антенные решетки метрового и дециметрового диапазонов. По аналогии с фазированными антенными решетками (ФАР) введены требования к точности оценки координат излучателей. Считается, что среднеквадратическое отклонение (СКО) ошибок фазового распределения в раскрыве антенной решетки не должно превышать 25...40° [12], что, как правило, соответствует среднеквадратической погрешности установки координат элементов решетки около $\lambda/8$, где λ – длина волны несущего колебания. В обоих случаях приведены среднеквадратические значения ошибок.

Дополнительным ограничением служат потери от некогерентного сложения сигналов

$$\Pi = \left| \frac{\sum_{n=0}^{N-1} s_n}{\sum_{n=0}^{N-1} |s_n|} \right|, \quad (1)$$

где N – число приемных элементов системы (или когерентно объединяемых сигналов); $s_n = |s_n| \exp(j\varphi_n) \exp(j\delta\varphi_n)$ – комплексная огибающая принимаемого сигнала, причем φ_n – информационная составляющая ВЧ-фазы; $\delta\varphi_n$ – составляющая ошибки фазовой синхронизации. Выражение (1) записано для нормированных по усилению и по шумам сигналов в приемных элементах.

Даже такая упрощенная модель показывает, что энергетические потери Π , вызванные ошибкой фазовой синхронизации, незначительны. Так, при равномерном распределении случайной ве-

личины $\delta\varphi_n$ потери не превышают 1...2 дБ при среднеквадратической ошибке фазы 40° и не более 10 объединяемых сигналов. На практике указанные потери считаются удовлетворительными, поскольку удается снизить требования к стабильности опорных колебаний, по которым осуществляется фазовая привязка.

Следует подчеркнуть, что взаимосвязь требований к точности фазовой синхронизации с задачей определения направления на источник принимаемого разнесенной системой сигнала (пеленгации) требует отдельного рассмотрения. Точность пеленгации зависит не только от точности фазирования приемных каналов, но и от пространственной конфигурации системы, погрешности местоопределения, характера движения носителей (например, преимущественно радиального или тангенциального относительно направления на источник сигнала), параметров фоноцелевой обстановки и др.

Существенным ограничением на допустимую погрешность фазовой синхронизации может быть интервал времени, на котором требуется обеспечить заданную стабильность фазы опорного колебания. В обзорных радиолокационных системах такой промежуток времени может составлять от долей до единиц секунд и более в зависимости от времени когерентности эхосигнала [13].

Обоснование выбора опорных генераторов приемных элементов для фазовой синхронизации разнесенной системы метрового диапазона. Для стабильных опорных генераторов флуктуации фазы или частоты обычно оцениваются во временной области с помощью вариации Аллана, связанной со спектральной плотностью фазового шума генератора [14]. Поскольку в настоящей статье рассмотрены кварцевые генераторы, не отличающиеся высокими показателями фазовых шумов, оценку ухода фазы опорного колебания $\delta\Phi(T)$ предлагается определять по формуле

$$\delta\Phi(T) = M\left\{\left[\Delta\Phi(T) - M[\Delta\Phi(T)]\right]^2\right\}, \quad (2)$$

где $M[\cdot]$ – символ математического ожидания; $\Delta\Phi(T)$ – разность фаз на интервале времени сличений фазы (периоде следования пилот-сигналов) T [14];

$$M[\Delta\Phi(T)] = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} [\Phi(t_l + T) - \Phi(t_l)], \quad (3)$$

причем $\Phi(t)$ – фаза опорного колебания; t_l – текущий момент времени; L – число усредняемых заме-

ров разности фаз, соответствующее, например, времени накопления сигнала в системе $\tau = t_{L-1} - t_0$.

Согласно методике (2), (3), количественной мерой фазовых флуктуаций опорного генератора является СКО разности фаз $\delta\Phi(T)$ опорного колебания. Оценки (2), (3) определяют интервал времени T , на котором наблюдается допустимый уход фазы, а значит, должно осуществляться хотя бы одно "сличение". Под "сличением" будем понимать сравнение фазы местного генератора с фазой удаленного опорного генератора. Другими словами, T представляет собой период следования пилот-сигналов (фрагментов опорного колебания), по которым можно оценить разность фаз двух разных (синхронизируемых) генераторов.

Для рассмотренных в настоящей статье расчетов приемник, тактируемый рассматриваемым кварцевым генератором, записывал отсчеты квадратур гармонического колебания вида

$$\dot{s}(t) = A \exp[j\Phi(t)], \quad (4)$$

где A – амплитуда; $\Phi(t) = 2\pi f_0 t + \varphi_{ф.ш}(t)$ – фаза опорного колебания, причем f_0 – частота опорного колебания, $\varphi_{ф.ш}(t)$ – флуктуации фазы опорного генератора, вызванные фазовым шумом генератора. Фаза $\Phi(t)$ определялась как аргумент комплексного сигнала (4).

Пример зависимости $\delta\Phi(T)$ для опорного генератора КХО-82 (Германия) с долговременной относительной нестабильностью частоты 10^{-6} за год и спектральной мощностью фазового шума -130 дБн/Гц при отстройке 1 кГц на частоте $f_0 = 160$ МГц, для разных интервалов времени когерентного накопления τ представлен на рис. 1 [1]. Из него видно, что на интервалах времени T до 0.5...1 мс флуктуации фазы практически

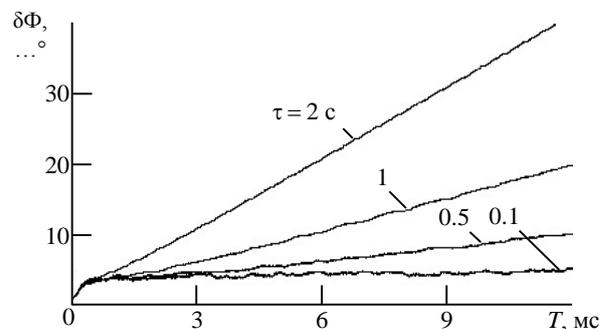


Рис. 1. Уход фазы кварцевого генератора по выборкам различной длительности
Fig. 1. Leaving the phase of a quartz oscillator in samples of various durations

не зависят от времени накопления. На больших интервалах времени (при сличениях фазы с интервалом до 12 мс) среднеквадратический уход фазы кварцевого генератора не превышает 20° при длительности выборки, по которой осуществлялась оценка, 1 с. Абсолютный уход частоты на данном интервале времени не превышает 5 Гц, что соответствует кратковременной относительной нестабильности частоты 10^{-8} за секунду. Отметим, что показатели кратковременной нестабильности обычно не приводятся в технических описаниях кварцевых генераторов.

Способ программно-алгоритмической синхронизации разнесенных систем. Опорные генераторы в различных элементах разнесенной системы не синхронизированы между собой и работают в режиме свободных колебаний. При этом регистрация сигналов каждым элементом осуществляется в шкале времени, задаваемой собственным (местным) опорным генератором. На практике это приводит к тому, что один и тот же отсчет сигнала (после переноса спектра на нулевую частоту и оцифровки) в разных приемных элементах соответствует разным моментам времени. В связи с этим возникает задача обеспечения соответствия фрагментов сигналов, обрабатываемых в разных приемных элементах, одному и тому же моменту времени, решаемая тактовой синхронизацией.

Для осуществления фазовой привязки должны быть сведены не только шкалы времени, но и ВЧ-фазы местных генераторов. Устранение разброса фаз гетеродинов обеспечивается фазовой синхронизацией.

В рамках рассматриваемого подхода тактовая и фазовая синхронизации осуществляются следующим образом. Все элементы системы "обмениваются" друг с другом пилот-сигналами (фрагментами опорных колебаний) с требуемой периодичностью T (1...10 мс при использовании квар-

цевых генераторов рассмотренного типа). "Обмен" пилот-сигналами (передача пилот-сигналов от одного элемента другому и в обратном направлении) соответствует синхронизации двусторонним методом [15]. По результатам обработки пилот-сигналов оцениваются взаимные уходы временной шкалы $\Delta t(t)$ и фазы $\Delta \varphi(t)$. Получаемые поправки учитываются при совместной обработке.

Сформулированную последовательность операций для синхронизации будем называть программно-алгоритмическим способом синхронизации.

В [1] получена экспериментальная зависимость $T_{p.p.c}(T)$ – момента времени регистрации пилот-сигнала, передаваемого одним элементом, в шкале времени другого. Если выборка содержит K отсчетов, то через точки $T_{p.p.c}(T_0)$ и $T_{p.p.c}(T_{K-1})$ может быть проведена прямая линия $T_{1 p.p.c}(T)$, отображающая линейную зависимость, описываемую полиномом первой степени.

На рис. 2 показан пример зависимости момента регистрации пилот-сигнала одного генератора в шкале времени другого генератора после компенсации линейной составляющей, рассчитанной по граничным отсчетам выборки [1]

$$\Delta T(T) = T_{p.p.c}(T) - T_{1 p.p.c}(T).$$

Представленная экспериментальная выборка данных соответствует периоду следования пилот-сигналов 5 мс, тактовой частоте опорных генераторов 50 МГц, частоте дискретизации 1 МГц.

Как следует из рисунка, в режиме свободных колебаний наблюдается существенное расхождение шкал времени (рис. 2, а), в которых регистрируются сигналы. Поэтому перед фазированием шкалы времени сводятся алгоритмически, что существенно снижает их разброс (рис. 2, б), после чего может происходить совместная обработка.

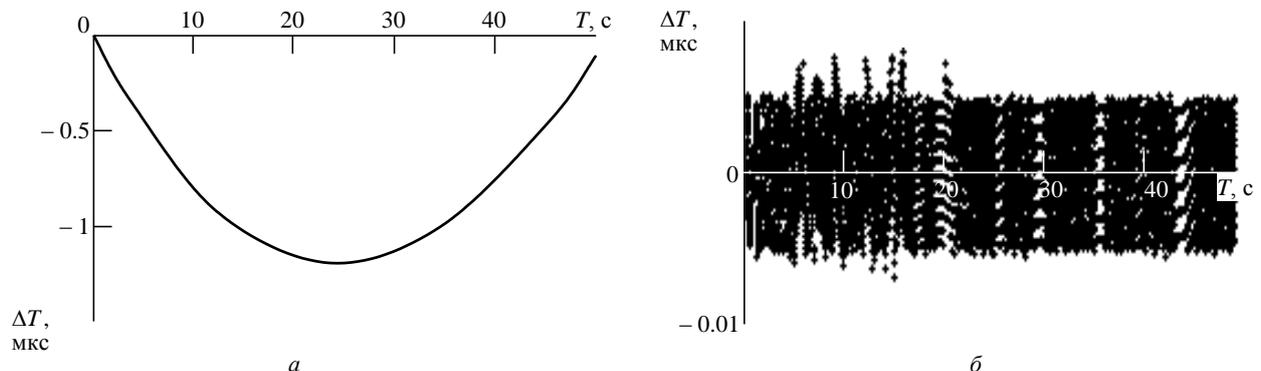


Рис. 2. Расхождение шкал времени двух генераторов в зависимости от времени: а – без коррекции, б – с коррекцией
 Fig. 2. Discrepancy of time scales of two generators depending on time: а – without correction, б – with correction

Основное преимущество программно-алгоритмического способа состоит в невысоких технических требованиях к аппаратуре системы синхронизации, а недостаток – в необходимости периодического анализа расхождения фаз опорных генераторов (чем хуже стабильность частоты, тем чаще нужен анализ). Для этого необходимо выделение специальных временных окон в циклограмме работы системы.

Экспериментальная проверка точности фазовой синхронизации опорных генераторов на подвижных носителях. Предложенный принцип синхронизации реализован на макете экспериментальной распределенной радиотехнической системы метрового диапазона волн. Макет создан для отработки технологии когерентного объединения сигналов в крупноапертурных разреженных фазированных антенных решетках переменной конфигурации.

Экспериментальный макет состоял из десяти приемопередающих модулей, размещенных на подвижных носителях (привязных аэростатах) на высоте от 40 до 150 м над землей (рис. 3). Положения фазовых центров антенн модулей изменялись в соответствии с порывами и направлением ветра со скоростью 1...7 м/с. Положение точек привязки запуска модулей (рис. 4) фиксировалось комплектом навигационной и геодезической аппаратуры. В начале собственных координат макета на земле неподвижно находился синхронизирующий модуль 1, относительно фазы сигнала которого оценивались фазовые искажения, возникающие вследствие разброса параметров антенно-фидерных трактов разных модулей. Пространственный разнос между наиболее удаленными модулями (база системы) составлял около 400 м.

Приемопередающие модули обменивались пилот-сигналами по эфиру на несущих частотах в диапазоне 150...170 МГц. Во время эксперимента одновременно работали 9 приемопередающих модулей.

Пример пилот-сигналов, зарегистрированных модулями, показан на рис. 5. Длительность такта



Рис. 3. Размещение приемопередающих модулей на привязных аэростатах
 Fig. 3. Placement of receiving and transmitting modules on tethered balloons

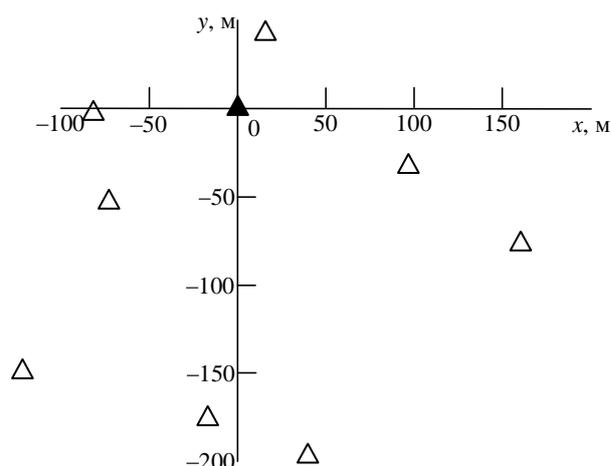


Рис. 4. Точки привязки запуска модулей
 Fig. 4. Module launch anchor points

работы системы составляла 1 мс, пилот-сигнал каждого одного модуля занимал 90 мкс.

Представлен один такт работы системы, за который все модули (1–9) последовательно излучали простые радиоимпульсы длительностью около 50 мкс. В начале такта в эфир выходил модуль 2, далее – модуль 3 и в конце – модуль 1 (синхронизирующий).

Результатом обработки принятых пилот-сигналов стали оценки разности фаз двусторонним методом:

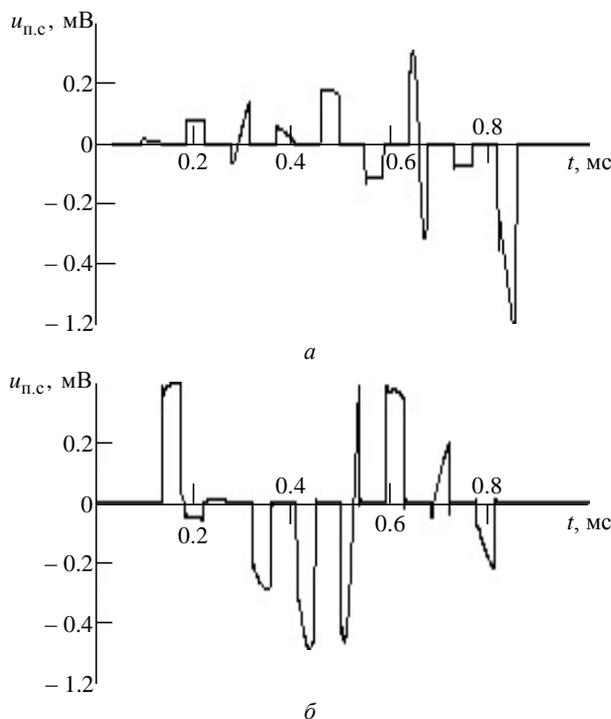


Рис. 5. Пилот-сигналы, принятые модулями:
 а – 1 (синхронизирующий), б – 2
 Fig. 5. Pilot signals received by modules:
 а – 1 (synchronization), б – 2

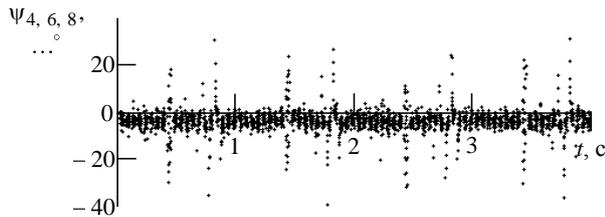


Рис. 6. Оценка погрешности фазовой синхронизации по условию "закрывания" фаз

Fig. 6. Estimation of the phase synchronization error by the "closing of the phases" condition

$$\Delta\varphi_{\text{п.с.}m,n} = \frac{\hat{\varphi}_{\text{п.с.}m,n} - \hat{\varphi}_{\text{п.с.}n,m}}{2}, \quad (5)$$

где $\hat{\varphi}_{\text{п.с.}m,n}$ – оценка фазы пилот-сигнала, приведенная к одному для всех модулей моменту времени; m и n – номера передатчика (первый индекс) и приемника (второй индекс). Разность (5) определялась для каждого такта работы системы.

Проверка точности фазовой синхронизации проводилась по так называемому условию "закрывания" фаз, которое должно выполняться в произвольный момент времени для любых трех модулей m, n, k :

$$\Psi_{m,n,k} = \Delta\varphi_{\text{п.с.}m,n} + \Delta\varphi_{\text{п.с.}m,k} + \Delta\varphi_{\text{п.с.}n,k} = 0. \quad (6)$$

Пример экспериментальной зависимости (6) для модулей 4, 6, 8 показан на рис. 6.

Результирующая ошибка фазовой синхронизации оценивалась как

$$\Delta\Psi = M(\Psi_{m,n,k}) + 3\sigma\Psi,$$

где $\sigma\Psi = \sqrt{M\left\{\left[\Psi_{m,n,k} - M(\Psi_{m,n,k})\right]^2\right\}}$ – СКО $\Delta\Psi$.

Анализ доступных экспериментальных данных показал, что СКО ошибки фазовой синхронизации не превышает 12° , смещение оценки незначительно и составляет в среднем единицы градусов. Так, по данным рис. 6 математическое ожидание (смещение) результирующей фазовой ошибки составило -3° , а ее СКО – 5° .

Заключение. В настоящей статье рассмотрен метод синхронизации разнесенных подвижных позиций в распределенных радиотехнических системах на основе принципа многостороннего распространения синхронизирующих сигналов.

Практическая реализация метода основана на вычислении в реальном времени совместного решения относительно текущих фаз и частот опорных генераторов разнесенных позиций, работающих в режиме свободных колебаний, по результатам наблюдений синхронизирующих сигналов, передаваемых поочередно с каждой позиции и принимаемых на всех остальных позициях.

В экспериментах, проведенных на макете распределенной радиотехнической системы с несколькими подвижными воздушными носителями, получена точность синхронизации, характеризующая СКО фазы опорных генераторов порядка 12° на несущей частоте в диапазоне волн 2 м (т. е. около 0.2 нс) при расстояниях между ними несколько сотен метров и скоростях взаимного перемещения до нескольких метров в секунду. Для передачи сигналов синхронизации использованы основные приемопередающие каналы радиотехнической системы (внутриполосная синхронизация), т. е. метод синхронизации не требует применения дополнительной аппаратуры.

Реализованная точность фазовой синхронизации достаточна для когерентной или кратковременно-когерентной обработки сигналов в радиотехнических системах, по крайней мере в диапазоне метровых волн, с потерями когерентности не более 1...2 дБ.

Полученные данные позволяют также сделать вывод, что примененный метод можно распространить на более высокочастотные диапазоны радиоволн, включая дециметровый, и на большее разнесение синхронизируемых позиций в пространстве. Предложенный метод является автономным (не зависящим от доступности внешних источников координатно-временной информации, например СРНС Глонавс и т. п.) и не требует применения специфической аппаратуры – такой, как атомные синтезаторы частоты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Крючков И. В., Нефедов С. И., Филатов А. А. Аппроксимация шкал времени в пространственно-когерентных РЛС с кооперативным приемом // Радиолокация и радиосвязь: докл. 6-й Всеросс. конф. 19–22 ноября 2012, Москва / ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН. М., 2012. С. 298–302.
2. Вовшин Б. М., Куликов К. В. Пространственно-многоканальный прием в MIMO РЛС параллельного

обзора пространства с ортогональными многочастотными сигналами // Успехи современной радиоэлектроники. 2016. № 8. С. 67–79.

3. Лоскутов В. Ю., Слукин Г. П., Чапурский В. В. Спектральный метод обработки сигналов в многочастотных пространственно-многоканальных РЛС // Радиотехника. 2013. № 11. С. 39–49.

4. Чапурский В. В., Крючков И. В. Структура систем корреляционной пространственно-временной обработки сигналов в многочастотных пространственно многоканальных РЛС // Успехи современной радиоэлектроники. 2014. № 7. С. 3–12.

5. Зарецкий В. И., Королев А. Н., Котов А. Ф. Алгоритмы определения координат в МРЛС с несколькими источниками подсвета цели // Радиотехника. 2011. № 7. С. 17–25.

6. Крючков И. В., Слукин Г. П., Чапурский В. В. Точность измерения координат в многопозиционных радиолокационных системах при комплексном учете погрешностей первичных измерений вследствие шумов, атмосферных флуктуаций и неточности топопривязки позиций // Радиотехника и электроника. 2016. Т. 61, № 11. С. 1057–1064. doi: 10.7868/S003384941610017X

7. Возможности и особенности построения нового поколения информационных систем на основе принципов когерентной малобазовой радиолокации / И. Б. Федоров, И. В. Крючков, С. И. Нефедов, Г. П. Слукин // Вестн. МГТУ им. Н. Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2009. Спец. выпуск. С. 28–40.

8. Direct frequency comparison of intercontinentally separated Sr lattice clocks using carrier-phase two-way satellite frequency transfer / T. Ido, M. Fujieda, H. Hachisu, Sh. Nagano, T. Gotoh, S. Falke, N. Huntemann, C. Grebing, B. Lipphardt, Ch. Lisdat, D. Piester // IEEE Intern. Frequency Control Symposium (FCS), 19–22 May 2014, Tai-

pei, Taiwan. Piscataway: IEEE, 2014. P. 1–3. doi: 10.1109/FCS.2014.6859906

9. Чапурский В. В. Функция распределения отражений от Земли и обобщение формулы Уэстерфилда для расчета мощности отражений в пространственно-многоканальных радиолокационных системах типа MIMO // Радиотехника и электроника. 2017. Т. 62, № 3. С. 217–223. doi: 10.7868/S003384941703007X

10. Analytical approximation-based method for calculation of generalized ambiguity function and 3D down-looking SAR image reconstruction / G. P. Slukin, V. V. Chapursky, M. P. Golubtsiv, I. V. Kryuchkov, N. A. Soloviev // 2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS), 22–25 May 2017, St. Petersburg, Russia. 2017. P. 2572–2578. doi: 10.1109/PIERS.2017.8262185.

11. Слукин Г. П. Время когерентности радиолокационного сигнала и влияние на него различных факторов // Радиооптические технологии в приборостроении: тез. докл. 3-й Всерос. НТК, Сочи, 12–16 сент. 2005 / МГТУ им. Н. Э. Баумана. М., 2005. С. 21–26.

12. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. шк., 1988. 432 с.

13. Вопросы перспективной радиолокации / под ред. А. В. Соколова. М.: Радиотехника, 2003. 508 с.

14. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.

15. Одуан К., Гино Б. Измерение времени. Основы GPS. М.: Техносфера, 2002. 399 с.

Крючков Игорь Викторович – начальник отдела НИИ радиоэлектронной техники (НИИ РЭТ) Московского государственного технического университета имени Н. Э. Баумана (национального исследовательского университета) (МГТУ им. Н. Э. Баумана). Окончил указанный университет по специальности "Радиоэлектронные системы" (1998). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов: радиолокация; статистическая радиотехника; цифровая обработка сигналов.
E-mail: kryuchkov@bmstu.ru

Нониашвили Михаил Ильич – кандидат технических наук по специальности "Радиолокация и радионавигация" (2016), доцент кафедры "Радиоэлектронные системы и устройства" МГТУ им. Н. Э. Баумана, заместитель директора НИИ РЭТ МГТУ им. Н. Э. Баумана. Автор 36 научных работ. Сфера научных интересов: радиолокация; статистическая радиотехника; цифровая обработка сигналов.
E-mail: min-st-1986@mail.ru

Скачкова Анна Игоревна – студентка 6-го курса МГТУ им. Н. Э. Баумана, инженер НИИ радиоэлектронной техники (НИИ РЭТ) МГТУ им. Н. Э. Баумана. Сфера научных интересов: радиолокация; статистическая радиотехника; цифровая обработка сигналов.
E-mail: blackbird.11@yandex.ru

Филатов Андрей Александрович – кандидат технических наук по специальности "Радиолокация и радионавигация" (2013), доцент кафедры "Радиоэлектронные системы и устройства" МГТУ им. Н. Э. Баумана, старший научный сотрудник НИИ РЭТ МГТУ им. Н. Э. Баумана. Автор 23 научных работ. Сфера научных интересов: радиолокация; статистическая радиотехника; цифровая обработка сигналов.
E-mail: filatov@bmstu.ru

REFERENCES

1. Kryuchkov I. V., Nefedov S. I., Filatov A. A. *Approximation in Spatial Coherent Multistation Distributed Radar with Cooperative Reception*. [Time Scale Approximation in Spatial Coherent Multistation Distributed Radar with Cooperative Reception]. Proc. of the 6th All-Russian Scientific and Tech. Conf. on Radiolocation and

Radiocommunication, vol. 2. Moscow, 2012, pp. 298–302. (In Russ.)

2. Vovshin B. M., Kulikov K. V. Spatial Single-Channel Reception in MIMO RADAR with Parallel Survey with Orthogonal Multi-Frequency Signals. *Uspekhi sovremennoy radioelektroniki* [Achievements of Modern Radioelectronics]. 2016, no. 8, pp. 67–79. (In Russ.)

3. Loskutov V. Yu., Slukin G. P., Chapursky V. V. Spectral Signal Processing Method in Multifrequency Spatially Multichannel Radar System. *Radiotekhnika* [Radioengineering]. 2013, no. 11, pp. 39–49. (In Russ.)

4. Chapurskii V. V., Kryuchkov I. V. Structure Of Space-Time Signal Processing Systems In Multifrequency Spatially Multichannel Radar. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki* [Achievements of Modern Radioelectronics]. 2014, no. 7, pp. 3–12. (In Russ.)

5. Zaretskii V. I., Korolev A. N., Kotov A. F. Algorithms of Coordinate Definition in Multiposition Doppler Radar with Several Irradiation Sources. *Radiotekhnika* [Radioengineering]. 2011, no. 7, pp. 17–25. (In Russ.)

6. Kryuchkov I. V., Slukin G. P., Chapurskii V. V. The Accuracy of Coordinate Measurements in Multistatic Radar Systems with Complex Consideration for Primary Measurement Errors due to Noise, Atmospheric Fluctuations, and Uncertainty in Position Topo Binding. *Radiotekhnika i elektronika* [Journal of Communications Technology and Electronics]. 2016, vol. 61. no. 11, pp. 1057–1064. doi: 10.7868/S003384941610017X (In Russ.)

7. Fedorov I. V., Slukin G. P., Kryuchkov I. V., Nefedov S. I. Possibilities and Features of Construction of Data System New Generation Based on Principles of Coherent Small-Base Radiolocation. *Vestnik MGTU. Priborostroeniye* [Herald of the Bauman Moscow State Technical University. Ser. Instrument Engineering]. 2009, special iss., pp. 28–40. (In Russ.)

8. Ido T., Fujieda M., Hachisu H., Nagano Sh., Gotoh T., Falke S., Huntemann N., Grebing C., Lipphardt B., Lisdat Ch., Piester D. Direct Frequency Comparison of Intercontinentally Separated Sr Lattice Clocks Using Carrier-Phase Two-Way Satellite Frequency Transfer. *IEEE International*

Frequency Control Symposium (IFCS), 19–22 May 2014, Taipei, Taiwan. 2014, pp. 1–3. doi: 10.1109/FCS.2014.6859906.

9. Chapurskii V. V. Distribution Function of the Ground Clutter and Generalization of the Westerfield Formula for Calculation of the Clutter Power in Spatially Multichannel MIMO Radar Systems. *Radiotekhnika i elektronika* [Journal of Communications Technology and Electronics]. 2017, vol. 62, no. 3, pp. 217–223. doi: 10.7868/S003384941703007X (In Russ.)

10. Slukin G. P., Chapursky V. V., Golubtsiv M. P., Kryuchkov I. V., Soloviev N. A. Analytical Approximation-Based Method for Calculation of Generalized Ambiguity Function and 3D Down-Looking SAR Image Reconstruction. 2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium – Spring (PIERS), 22–25 May 2017, St. Petersburg, Russia. 2017, pp. 2572–2578. doi: 10.1109/PIERS.2017.8262185

11. Slukin G. P. *Vremya kogerentnosti radiolokatsionnogo signala i vliyaniye na nego razlichnykh faktorov* [Radar Signal Coherence Time and the Influence of Diverse Factors on It]. 3rd All-Russian Scientific and Technical Conference on Radiooptic Technologies in Instrument Engineering, Abstracts of Papers. Moscow, 2005, pp. 21–26.

12. Sazonov D. M. *Antenny i ustrojstva SVCH* [Antennas and Microwave Devices]. Moscow, *Vysshaya shkola* Publ., 1988, 432 p. (In Russ.)

13. *Voprosy perspektivnoj radiolokatsii* [Matters of modern radiolocation]. Ed. by A. V. Sokolov. Moscow, *Radiotekhnika* Publ., 2003, 508 p. (In Russ.)

14. Perov A. I., Kharisov V. N. *GLONASS. Printsipy postroyeniya i funktsionirovaniya* [GLONASS. Design and Operation Concept]. Moscow, *Radiotekhnika* Publ., 2010, 800 p. (In Russ.)

15. Audoin C., Guinot B. *Les Fondements De La Mesure Du Temps*. Paris, Masson, 1998, 300 p.

Igor V. Kryuchkov – Director of the Department of Scientific Researcher Institute of Radio-Electronic Engineering of Bauman Moscow State Technical University. Graduated from Radioelectronic Department of Bauman Moscow State Technical University (1998). The author of 50 scientific publications. Area of expertise: radar; statistical radio engineering; digital signal processing.

E-mail: kryuchkov@bmstu.ru

Mikhail I. Noniashvili – Cand. of Sci. (Engineering) (2016), Associate Professor of the Department of Radio-electronic systems and devices of Bauman Moscow State Technical University. Deputy Director of Scientific Researcher Institute of Radio-Electronic Engineering, Bauman Moscow State Technical University. The author of 36 scientific publications. Area of expertise: radar; statistical radio engineering; digital signal processing.

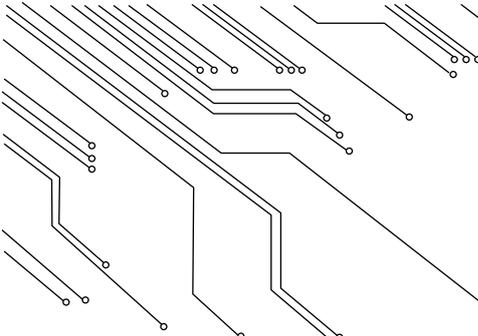
E-mail: min-st-1986@mail.ru

Anna I. Skachkova – 6th year student, Engineer of Scientific Researcher Institute of Radio-Electronic Engineering of Bauman Moscow State Technical University. Area of expertise: radar; statistical radio engineering; digital signal processing.

E-mail: blackbird.11@yandex.ru

Andrey A. Filatov – Cand. of Sci. (Engineering) (2013), Associate Professor of the Department of Radio-electronic systems and devices of Bauman Moscow State Technical University, Senior Researcher of Scientific Researcher Institute of Radio-Electronic Engineering of Bauman Moscow State Technical University. The author of 23 scientific publications. Area of expertise: radar; statistical radio engineering; digital signal processing.

E-mail: filatov@bmstu.ru



ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ НА ОСНОВЕ АКУСТИЧЕСКИХ, ОПТИЧЕСКИХ И РАДИОВОЛН MEASURING SYSTEMS AND INSTRUMENTS BASED ON ACOUSTIC, OPTICAL AND RADIO WAVES

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-2-53-61>

УДК 621.391(681.325:535)

Л. А. Аронов , В. Н. Ушаков

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

МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ КВАДРАТУРНЫХ КОМПОНЕНТ СПЕКТРА В ГОМОДИННОМ АКУСТООПТИЧЕСКОМ СПЕКТРОАНАЛИЗАТОРЕ

Аннотация

Введение. Среди акустооптических спектроанализаторов с пространственным интегрированием схемы на основе оптических интерферометров обеспечивают наибольший динамический диапазон. При этом амплитудный спектр сигнала формируется на некоторой пространственной несущей, для устранения которой необходимо сформировать квадратурные компоненты. Двумерность преобразований, выполняемых в оптических процессорах, позволяет сделать это за счет считывания заряда дополнительных строк матричного фотоприемника. Известен метод, в котором данный подход реализован с использованием четырех строк, что в свою очередь определяет время получения оценки спектра сигнала.

Цель работы. Исследование возможности уменьшения времени получения оценки спектра.

Материалы и методы. Представлено описание двух методов формирования необходимых компонент. Первый метод задействует 3 строки фотоприемника, распределение заряда в которых имеет сдвиг по фазе пространственной несущей на 90° от строки к строке. Второй метод основан на формировании необходимых распределений последовательно в трех циклах накопления за счет варьирования начальной фазы опорного сигнала. Математически показано, что трех распределений с относительным фазовым сдвигом на 90° достаточно для устранения пространственной несущей.

Результаты. Уменьшение времени анализа в первом методе незначительно, но параллельное формирование распределений позволяет не предъявлять дополнительных требований к спектру сигнала. Второй метод за счет возможности использования для оценки любых трех последовательно формируемых распределений потенциально в 3 раза быстрее первого метода, но требует, чтобы спектр сигнала был стационарен в пределах трех циклов накопления. Он также может быть реализован с использованием линейного фотоприемника или фотоприемника с временной задержкой и накоплением и менее требователен к набору параметров оптической схемы.

Заключение. Предлагаемые методы формирования квадратурных компонент позволяют сократить время получения оценки спектра в интерференционных акустооптических спектроанализаторах, а также при необходимости упростить их реализацию.

Ключевые слова: гомодинный акустооптический спектроанализатор, интерференционный акустооптический спектроанализатор, квадратурный канал, интерферометр Юнга, двумерная оптическая обработка

Для цитирования: Аронов Л. А., Ушаков В. Н. Метод формирования квадратурных компонент спектра в гомодинном акустооптическом спектроанализаторе // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 2. С. 53–61. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-2-53-61

Источник финансирования. Инициативная работа.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 19.02.2019; статья принята к публикации 18.03.2019; опубликована онлайн 24.04.2019

© Аронов Л. А., Ушаков В. Н., 2019



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

Leonid A. Aronov✉, **Victor N. Ushakov**
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

QUADRATURE COMPONENTS FORMING METHOD FOR HOMODYNE ACOUSTO-OPTIC SPECTRUM ANALYZER

Abstract

Introduction. Among acousto-optic spectrum analyzers with spatial integration, schemes based on optical interferometers provide the largest dynamic range. Nevertheless, they form the signal amplitude spectrum on a certain spatial carrier. Formation of quadrature components can eliminate this spatial carrier. The two-dimensionality of the transformations performed in optical processors provides this elimination by reading of the additional charge of matrix photosensor lines. A renowned method implements this approach using four lines, which in turn determines the estimation time of the signal spectrum.

Objective. The objective of the work is to study the possibility of time reduction of the spectrum estimation.

Materials and methods. The paper presents the description of two methods of forming the necessary components. The first method uses three photosensor lines, the charge distribution in which has the spatial carrier phase-shifted by 90° from line to line. The second method forms the necessary distributions sequentially in three accumulation cycles by means of variation of the initial phase of the reference signal. By the mathematical proof, three distributions with a 90° relative phase shift are sufficient to eliminate the spatial carrier.

Results. In the first method, reduction of the spectrum estimation time is insignificant, but the parallel distributions formation affords not to impose additional requirements on the signal spectrum. The second method, due to the possibility of using any three sequentially formed distributions for estimation, is potentially three times faster than the first method, but requires the stationary signal spectrum within three accumulation cycles. Researchers can implement this method using a linear photosensor or TDI photosensor. In addition, the method is less demanding to optical scheme parameters.

Conclusion. The proposed quadrature components formation methods provide time reduction of the spectrum estimation in interference acousto-optic spectrum analyzers and simplify their design.

Key words: homodyne acousto-optic spectrum analyzer, interferometric acousto-optic spectrum analyzer, quadrature channel, Young's interferometer, two-dimensional optical processing

For citation: Aronov L. A., Ushakov V. N. Quadrature Components Forming Method for Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 2, pp. 53–61. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-2-53-61 (In Russ.)

Source of financing. Initiative work.

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Received 19.02.2019; accepted 18.03.2019; published online 24.04.2019

Введение. Спектральный анализ на основе явления акустооптического взаимодействия и пространственного преобразования Фурье характеризуется широкой полосой анализа [1], что представляет интерес при решении задач радиомониторинга, радиоэлектронной борьбы, а также в устройствах обнаружения сигналов. Алгоритм работы простых схем акустооптических спектроанализаторов с пространственным интегрированием (АОСПИ) [1]–[4] позволяет формировать только спектр мощности, что приводит к существенному снижению динамического диапазона. Схемы на основе оптических интерферометров [5]–[7], в которых осуществляется оптическое ге-

теродинирование, позволяют существенно – в 2 раза при измерении в децибелах [6] – повысить динамический диапазон устройства в сравнении с простыми АОСПИ. В [5]–[7] рассмотрены и практически подтверждены алгоритмы оптического гетеродинирования с переносом на нулевую частоту – гомодинирования – за счет введения в опорном оптическом канале необходимой модуляции света. Но в этих работах не учтена необходимость исключения влияния пространственной несущей.

С появлением фотоприемников с накоплением, обладающих широким динамическим диапазоном, предложена реализация гетеродинной схемы с матричным фотоприемником на основе ПЗС [8], что

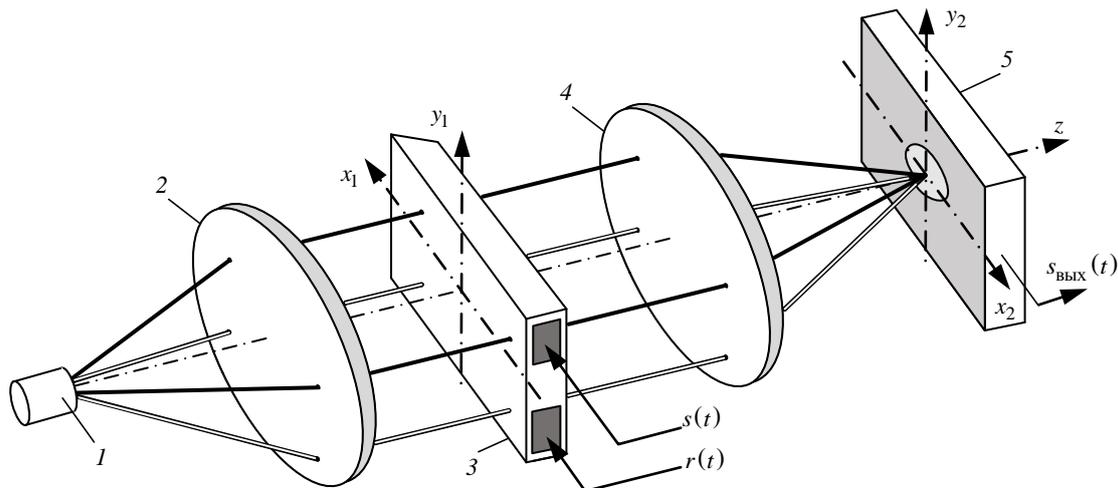


Рис. 1. Схема гомодинного акустооптического спектроанализатора на основе интерферометра Юнга
Fig. 1. The scheme of the homodyne acousto-optic spectrum analyzer based Young interferometer

существенно упростило конструкцию устройства, а также позволило обеспечить более высокое разрешение по частоте. В [9] рассмотрен метод устранения влияния пространственной несущей, основанный на использовании четырех строк матричного фотоприемника. Однако считывание дополнительных строк увеличивает время, затрачиваемое на получение оценки спектра входного сигнала.

В настоящей статье представлена модификация этого метода, которая позволяет выделить амплитудный спектр анализируемого сигнала на основе считывания трех строк. Кроме того, предложен вариант его реализации с использованием линейного фотоприемника или фотоприемника с временной задержкой и накоплением и последовательным считыванием распределений заряда.

Уменьшение количества считываемых распределений позволяет сократить время формирования оценки спектра сигнала, а использование линейного фотоприемника снижает требования, предъявляемые к согласованию параметров акустооптического модулятора, узла пространственного преобразования Фурье, длины оптической волны и геометрических параметров фотоприемника.

Оптическое гетеродинирование может быть реализовано, например, по схеме интерферометра Маха-Цандера или Юнга. Для рассмотрения представленного далее материала это не принципиально, поэтому рассмотрим схему гомодинного акустооптического спектроанализатора (ГАОСА) на основе интерферометра Юнга (рис. 1). В состав схемы входят: 1 – источник монохроматического излучения; 2 – коллимирующая линза; 3 – двухканальный акустооптический модулятор (АОМ); 4 – сферическая линза; 5 – матричный фотоприемник (МФП).

В качестве источника излучения 1 целесообразно использовать полупроводниковый или газовый лазер. Генерируемое им расходящееся излучение на длине волны λ_d преобразуется коллимирующей линзой 2 в плоскую волну. Далее световой поток облучает апертуру двухканального АОМ 3, на один из входов которого подается анализируемый сигнал $s(t)$, а на другой – опорный сигнал $r(t)$. После прохождения АОМ световой поток фокусируется сферической линзой 4 в плоскости апертуры фотоприемника 5. В качестве опорного сигнала для ГАОСА можно использовать широкополосные ЛЧМ-импульсы [10] или радиоимпульсы на основе псевдослучайной последовательности [11], которые обеспечивают оптическое гетеродинирование в широком диапазоне радиочастот.

Метод формирования квадратурных компонент на основе трех строк фотоприемника. Рассмотрим математическую модель ГАОСА. Распределение заряда в апертуре МФП задается выражением [1]:

$$Q(x_2, y_2, T_H) = R_\lambda A \left\{ W_s(x_2, y_2, T_H) + W_r(x_2, y_2, T_H) + 2 \operatorname{Re} \left[\int_0^{T_H} \dot{S}(x_2, y_2, t) \dot{R}^*(x_2, y_2, t) dt \right] \right\}, \quad (1)$$

где R_λ – спектральная чувствительность фотоприемника; A – масштабный множитель, учитывающий преобразование входных сигналов в световой поток в АОМ; T_H – время накопления; $W_s(x_2, y_2, T_H)$ и $W_r(x_2, y_2, T_H)$ – пространственные энергетиче-

ские спектры анализируемого и опорного сигналов соответственно, сформированные за время T_H ; $\dot{S}(x_2, y_2, t)$ и $\dot{R}(x_2, y_2, t)$ – мгновенные пространственные спектры анализируемого и опорного сигналов соответственно; * – символ комплексного сопряжения¹.

Третье слагаемое в (1) позволяет выделить информацию об амплитудном и фазовом спектре анализируемого сигнала. После взятия реальной части (1) получим²:

$$Q(x_2, y_2, T_H) = A_v(y_2) \{ W_s(x_2, y_2, T_H) + W_r(x_2, y_2, T_H) + 2 \int_0^{T_H} |\dot{S}(x_2, y_2, t)| |\dot{R}^*(x_2, y_2, t)| \times \cos[(kD/F)y_2 + \psi_s(x_2, t) - \psi_r(x_2, t)] dt \}, \quad (2)$$

где $A_v(y_2)$ – распределение заряда по вертикали; k – волновое число световой волны; D – расстояние между каналами АОМ; F – фокусное расстояние линзы 4; $\psi_s(x_2, t)$ и $\psi_r(x_2, t)$ – мгновенные фазовые спектры анализируемого и опорного сигналов соответственно.

Функция $A_v(y_2)$ в случае сферической линзы 4, реализующей двумерное пространственное преобразование Фурье, имеет вид

$$A_v(y_2) = \text{sinc}^2 \{ [kH_a / (2F)] y_2 \},$$

где H_a – высота акустического пучка в АОМ; F – фокусное расстояние линзы 4 (рис. 1).

В (2) амплитудный спектр анализируемого сигнала умножается на амплитудный спектр опорного сигнала и на пространственную несущую с полной фазой, формируемой мгновенными фазовыми спектрами обоих сигналов и слагаемого, линейно меняющегося вдоль вертикальной координаты y_2 . Избавиться от пространственной несущей можно, сформировав дополнительно квадратурную компоненту спектра. В [8] для этого используется считывание четырех строк МФП. Однако считывание дополнительных строк, если оно не осуществляется параллельно через отдельные регистры

МФП, кратно увеличивает время вывода информации и время развертки спектра соответственно.

Рассмотрим модификацию этого метода, позволяющую ограничиться считыванием трех строк. Полная фаза пространственной несущей в (2) содержит слагаемое, линейно изменяющееся по координате y_2 и не зависящее от времени t и горизонтальной координаты x_2 . Эта компонента может рассматриваться как начальная фаза, постоянная относительно указанных переменных, что позволяет за счет смещения вдоль y_2 на Δy_2 вносить заданный фазовый сдвиг:

$$\Delta\varphi = (kD/F)\Delta y_2. \quad (3)$$

При этом необходимо также учитывать изменение интенсивности по координате y_2 в соответствии с $A_v(y_2)$. Необходимые дополнительные распределения заряда будут сформированы в строках, в которых обеспечивается фазовый сдвиг $\Delta\varphi = \pm\pi/2$. Распределения заряда в считываемых строках будут иметь вид:

– в первой строке

$$Q_{\cos}(x_2, y_2, T_H) = A_v(y_2) [W_s(x_2, T_H) + W_r(x_2, T_H) + 2S_{\cos}(x_2, T_H)]; \quad (4)$$

– во второй строке

$$Q_{\sin}(x_2, y_2, T_H) = A_v(y_2 + \Delta y_2) \times [W_s(x_2, T_H) + W_r(x_2, T_H) + 2S_{\sin}(x_2, T_H)]; \quad (5)$$

– в третьей строке

$$Q_{-\sin}(x_2, y_2, T_H) = A_v(y_2 - \Delta y_2) \times [W_s(x_2, T_H) + W_r(x_2, T_H) + 2S_{-\sin}(x_2, T_H)], \quad (6)$$

где

$$S_{\cos}(x_2, T_H) = \int_0^{T_H} |\dot{S}(x_2, t)| |\dot{R}(x_2, t)| \times \cos[(kD/F)y_2 + \psi_s(x_2, t) - \psi_r(x_2, t)] dt;$$

$$S_{\sin}(x_2, T_H) = \int_0^{T_H} |\dot{S}(x_2, t)| |\dot{R}(x_2, t)| \times \sin[(kD/F)y_2 + \psi_s(x_2, t) - \psi_r(x_2, t)] dt;$$

$$S_{-\sin}(x_2, T_H) = - \int_0^{T_H} |\dot{S}(x_2, t)| |\dot{R}(x_2, t)| \times \sin[(kD/F)y_2 + \psi_s(x_2, t) - \psi_r(x_2, t)] dt$$

¹ При формировании (1) дискретная структура фотоприемника и интегрирование в пределах светочувствительных элементов не учитываются.

² В дальнейшем выводе непринципиальные для рассмотрения константы R_λ и A опущены.

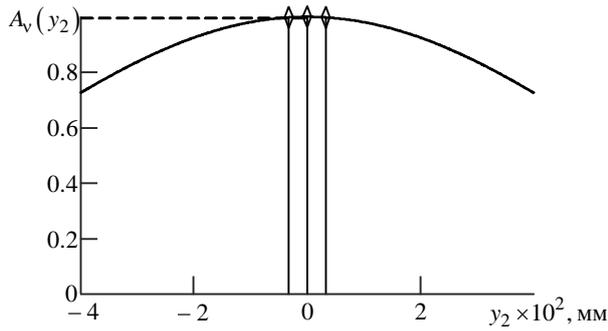


Рис. 2. Вертикальное сечение аппаратной функции спектроанализатора

Fig. 2. Vertical section of spectrum analyzer instrument function

– варианты третьего слагаемого из (2), в которых смещением обеспечивается закон изменения пространственной несущей согласно функциям вида \cos , \sin и $-\sin$ соответственно. Отметим, что

$$S_{-\sin}(x_2, T_H) = -S_{\sin}(x_2, T_H).$$

После считывания зарядов необходимо выровнять распределения по амплитуде в соответствии с множителями $A_v(y_2)$, $A_v(y_2 + \Delta y_2)$ и $A_v(y_2 - \Delta y_2)$. При этом важно, чтобы перечисленные множители не обращались в ноль. Проверим это, задавшись следующими типичными для практики параметрами: длина волны лазера $\lambda = 650$ нм; фокусное расстояние линзы $4 F = 200$ мм; расстояние между каналами АОМ $D = 10$ мм; высота акустического пучка в канале АОМ $H_a = 1$ мм. Первую строку расположим в сечении $y_2 = 0$, тогда из (3) получим смещение относительно нее двух других строк: $\Delta y_2 = 3.25$ мкм вверх и вниз. При этом

$$A_v(0) = 1; A_v(\Delta y_2) = A_v(-\Delta y_2) \cong 0.998. \quad (7)$$

Таким образом, для выбранных параметров все 3 строки лежат в пределах главного лепестка функции $A_v(y_2)$ (рис. 2).

Далее без потери общности положим, что распределения (4)–(6) нормированы на соответствующие значения A_v (7).

На основании (4)–(6) запишем:

$$Q_{\cos}(x_2, y_2, T_H) - Q_{\sin}(x_2, y_2, T_H) = 2[S_{\cos}(x_2, T_H) - S_{\sin}(x_2, T_H)]; \quad (8)$$

$$Q_{\cos}(x_2, y_2, T_H) - Q_{-\sin}(x_2, y_2, T_H) = 2[S_{\cos}(x_2, T_H) + S_{\sin}(x_2, T_H)]. \quad (9)$$

Тогда:

$$S_{\cos}(x_2, T_H) = (1/4)[2Q_{\cos}(x_2, y_2, T_H) - Q_{\sin}(x_2, y_2, T_H) - Q_{-\sin}(x_2, y_2, T_H)]; \quad (10)$$

$$S_{\sin}(x_2, T_H) = (1/4)[Q_{\sin}(x_2, y_2, T_H) - Q_{-\sin}(x_2, y_2, T_H)]. \quad (11)$$

Возведем обе части (8) и (9) в квадрат и просуммируем результат:

$$2Q_{\cos}^2(x_2, y_2, T_H) - 2Q_{\cos}(x_2, y_2, T_H)Q_{\sin}(x_2, y_2, T_H) + 2Q_{\cos}(x_2, y_2, T_H)Q_{-\sin}(x_2, y_2, T_H) + Q_{\sin}^2(x_2, y_2, T_H) + Q_{-\sin}^2(x_2, y_2, T_H) = 8[S_{\cos}^2(x_2, T_H) + S_{\sin}^2(x_2, T_H)]. \quad (12)$$

Зависимость полной фазы пространственной несущей от времени для всех трех строк определяется распространением сигналов вдоль апертуры каналов АОМ, что эквивалентно смещению по времени и наличию одинаковой линейной добавки в фазовом спектре обоих сигналов, не влияющей на конечный результат. Так как накопление в строках идет параллельно во времени, сумма квадратов в правой части (12) не будет содержать пространственной несущей. Извлекая корень и обозначив результат как $S_R(x_2, T_H)$, получим

$$S_R(x_2, T_H) = 2\sqrt{2} \int_0^{T_H} |\dot{S}(x_2, t)| |\dot{R}(x_2, t)| dt. \quad (13)$$

В (13) множитель, соответствующий амплитудному спектру опорного сигнала, может быть оценен заранее и в дальнейшем учтен при нормировке. Точность этой операции зависит от стационарности амплитудного спектра опорного сигнала.

Левая часть (12) описывает математические операции, которые должны быть произведены над распределениями зарядов в строках фотоприемника. Однако целесообразнее выполнить вычисления по (8) и (9), результаты возвести в квадрат и сложить. Эти операции, а также взятие корня для нахождения (13) и нормировка могут быть выполнены цифровым устройством постобработки после считывания и оцифровывания распределений зарядов в строках МФП.

Отношение (10) к (11) позволяет получить информацию о фазовом спектре анализируемого сигнала:

$$\psi_s(x_2, T_H) = \arccotg \left[\frac{S_{\sin}(x_2, T_H)}{S_{\cos}(x_2, T_H)} \right] + \psi_r(x_2, T_H),$$

для чего необходимо знание фазового спектра опорного сигнала $\psi_r(x_2, T_H)$. Получить этот спектр можно, например подав на вход спектроанализатора радиосигнал с простым фазовым спектром и выполнив калибровку.

В соответствии с (3) для формирования требуемого распределения поля по строкам МФП необходимо при заданных значениях расстояния D между каналами в АОМ, длины волны лазера λ_d , определяющей значение волнового числа, и вертикального размера пиксела МФП, определяющего шаг по оси y_2 , рассчитать фокусное расстояние F линзы Фурье. При этом необходимо учитывать, что размеры пиксела определяют точность формирования распределений (4)–(6).

Квадратурные составляющие формируются одновременно, что не накладывает дополнительных ограничений на анализируемый сигнал, а анализатор сохраняет способность работать в реальном времени без пропусков. Время анализа при этом определяется временем, необходимым для считывания трех строк фотоприемника и выполнения вычислений.

Метод формирования квадратурных компонент на основе последовательного считывания трех распределений заряда. Распределения вида (4)–(6) можно также сформировать за счет вариации фазового спектра опорного сигнала, так как этот сигнал детерминирован и может быть сформирован с любыми заданными параметрами, а его фаза определяет полную фазу пространственной несущей.

Предположим, что первый цикл накопления заряда выполнялся при опорном радиосигнале $r_1(t)$ и было получено распределение заряда вида (4). Сформируем еще один опорный сигнал $r_2(t)$, отличающийся от первого только изменением начальной фазы на $+\pi/2$. Цикл накопления с $r_2(t)$ даст, очевидно, распределение заряда (5). Третий цикл накопления осуществим для опорного сигнала $r_3(t)$, являющегося сдвинутым на $-\pi/2$ сигналом $r_1(t)$, и получим распределение заряда (6).

Описанный метод не требует применения МФП. Для регистрации излучения и накопления заряда могут использоваться линейные сенсоры с накоплением, имеющие пиксел, размер которого

по оси y_2 существенно превосходит размер по оси x_2 (см. рис. 1), обладающие за счет этого большим динамическим диапазоном [12]. В ГАОСА, реализующих этот метод, могут применяться и сенсоры с временной задержкой и накоплением [13]–[15], что также позволяет расширить динамический диапазон.

Недостаток последнего метода заключается в повышенных требованиях к стационарности анализируемого сигнала $s(t)$: его спектр должен быть одинаков в каждом из трех циклов накопления.

Формирование опорных сигналов. Для организации циклов накопления может быть использована простая с технической точки зрения схема формирования требуемой последовательности опорных сигналов (рис. 3). Генератор опорного сигнала 1 формирует видеосигнал с заданными спектральными характеристиками. Перенос на рабочую частоту АОМ осуществляется смесителем 2, на вход гетеродина которого подается сигнал с генератора 4. Управляемый фазовращатель 3 обеспечивает требуемый фазовый сдвиг в каждом из циклов накопления. Усилитель 5 обеспечивает необходимый для работы ГАОСА уровень опорного сигнала.

Тройка циклов накопления последовательно повторяется. При этом любые 3 соседних цикла такой последовательности могут быть использованы для расчета квадратурных составляющих, так как по мере считывания очередного накопленного заряда будет меняться только порядок следования распределений (4)–(6) в последних трех выходных сигналах фотоприемника. Таким образом, на основе этой последовательности может быть организовано более гибкое вычисление с обновлением кадра спектра сигнала с каждым новым циклом накопления, что дополнительно уменьшает время анализа до значения, затрачиваемого на считывание одной строки вместо трех или четырех.

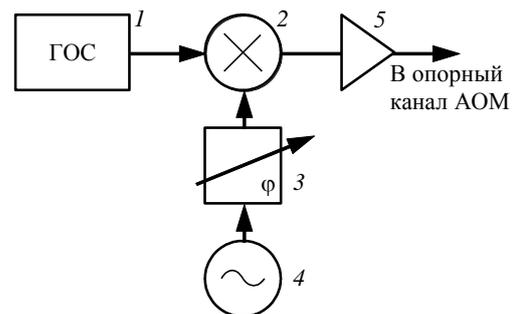


Рис. 3. Генератор опорного сигнала с вариацией фазы
 Fig. 3. The generator of reference signal with varied phase

Точность фазовых отношений задается фазовращателем и не требует комплексного подбора параметров узлов устройства (длины волны лазера, геометрических размеров фотоприемника, фокусного расстояния линзы, расстояния между каналами АОМ и высоты акустического пучка в канале), как в рассмотренном ранее методе с использованием двумерного МФП и считыванием дополнительных строк.

Влияние ошибки установки фазовых соотношений. Численное моделирование показало (рис. 4), что отклонение по фазе между квадратурными компонентами спектра от $\pi/2$ приводит к возникновению ошибок при оценке амплитудного спектра входного сигнала, зависящих от его фазы, являющейся случайной величиной. На рис. 4 показана зависимость разброса выходного сигнала ГАОСА Δ_{IF} от дополнительного сдвига α полной фазы пространственной несущей в (4). Разброс выходного сигнала анализатора может рассматриваться как ухудшение отношения сигнал/шум и снижение динамического диапазона устройства.

Моделирование также показало, что уровень разброса меняется в зависимости от того, в какой из строк, описываемых распределениями (4)–(6), нарушаются фазовые соотношения. Наибольший разброс наблюдается при возникновении ошибки в распределении (4). Как следует из рис. 5, уровни разброса в распределениях (5) (кривая 1) и (6) (кривая 2) также различны. Это вызвано особенностью получения квадратурных компонент по трем строкам, заложенной в предложенный алгоритм. Учитывая относительность фазовых соотношений в (4)–(6), целесообразно считать распределение заряда в верхней (первой при последовательном формировании спектра) из трех строк описываемым выражением (5), средней (второй) строки – (4) и нижней (третьей) – (6).

Необходимо также учитывать, что распределения заряда должны быть получены при стационарности входного сигнала в течение времени $3T_{\text{H}}$, которое с учетом быстродействия и количества пикселей линейных фотоприемников с накоп-

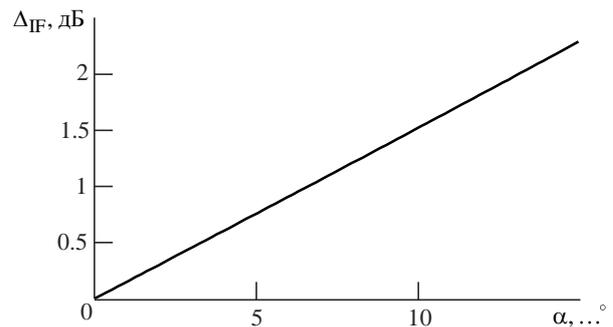


Рис. 4. Разброс значений аппаратной функции
Fig. 4. The variance of instrument function

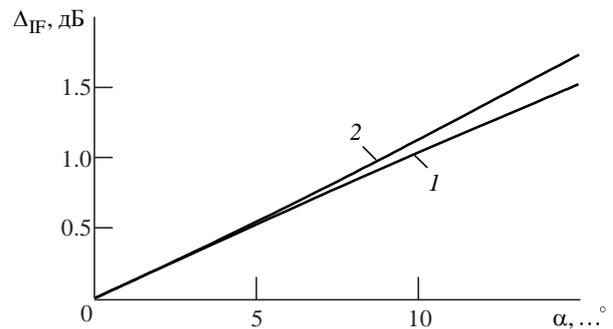


Рис. 5. Разброс значений аппаратной функции для различных строк
Fig. 5. The variance of instrument function for different lines

лением составляет от нескольких десятков микросекунд до единиц миллисекунд. Это означает, что устройство будет не способно качественно анализировать одиночные сигналы длительностью менее $3T_{\text{H}}$ и сигналы, спектр которых нестационарен в течение указанного интервала времени.

Заключение. Представленные в настоящей статье методы формирования квадратурных составляющих спектра в гомодинном акустооптическом спектроанализаторе в сравнении с подходом, описанным в [9], в разной степени позволяют уменьшить время анализа, что для спектроанализаторов, работающих в режиме реального времени, является одним из существенных параметров. С точки зрения практической реализации метод на основе вариации начальной фазы опорного сигнала представляется более простым и точным.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Акустооптические процессоры спектрального типа / под ред. В. В. Проклова, В. Н. Ушакова. М.: Радиотехника, 2012. 192 с.
2. Lugt A. Vander. Optical Signal Processing. N. Y.: Wiley Interscience, 2005. 604 p.

3. Acousto-optic signal processing: theory and implementation / ed. by N. J. Berg, J. M. Pelligrino. N. Y.: Marcel Dekker, inc, 1996. 580 p.

4. Салех Б., Тейх М. Оптика и фотоника. Принципы и применения: учеб. пособие: в 2 т. Т. 2 / пер. с англ. Долгопрудный: Изд. дом "Интеллект", 2012. 784 с.

5. Lugt A. Vander. Interferometric spectrum analyzer // *App. Opt.* 1981. Vol. 20, № 16. P. 2770–2779. doi: 10.1364/AO.20.002770

6. Interferometric Bragg cell spectrum analyzer / M. L. Shah, E. H. Young, A. Vander Lugt, M. Hamilton // 1981 Ultrasonics Symp. 14–16 Oct. 1981, Chicago, IL, USA. Piscataway: IEEE, 1981. P. 743–746. doi: 10.1109/ULTSYM.1981.197720

7. Wideband interferometric acousto-optic Bragg cell spectrum analyser / M. L. Shah, J. R. Teague, R. V. Belfatto, D. W. Thomson, E. H. Young // *Proc. Ultrasonics Symp.* 14–16 Oct. 1981, Chicago, IL, USA. Piscataway: IEEE, 1981. P. 740–742. doi: 10.1109/ULTSYM.1981.197719

8. Грачев С. В., Рогов А. Н., Ушаков В. Н. Гомодинный акустооптический анализатор спектра с пространственным и временным интегрированием // *Радиотехника.* 2003. Вып. 4. С. 23–28.

9. Автоматизированный акустооптический спектрометр-фазометр с цифровой обработкой двумерного светового распределения / Ю. В. Егоров, Ю. С. Дмитри-

ев, В. М. Дернов, С. В. Грачев, А. Ю. Одинцов, И. А. Круглов, Б. В. Федоров // *Акустооптические устройства обработки информации / ФТИ.* Л., 1989. С. 73–77.

10. Аронов Л. А., Ушаков В. Н. Гомодинный акустооптический спектроанализатор с ЛЧМ-импульсом в качестве опорного сигнала // *Изв. вузов России. Радиоэлектроника.* 2013. № 5. С. 59–65.

11. Аронов Л. А., Ушаков В. Н. Гомодинный акустооптический спектроанализатор с непрерывным бинарным фазоманипулированным радиосигналом в качестве опорного сигнала // *Изв. вузов России. Радиоэлектроника.* 2014. № 6. С. 13–16.

12. URL: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s11639-01_kmpd1163e.pdf (дата обращения 11.03.2019)

13. URL: <https://docplayer.net/31659030-Fairchild-imaging-ccd-5023.html> (дата обращения 11.03.2019)

14. URL: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s10200-02-01_etc_kmpd1098e.pdf (дата обращения 11.03.2019)

15. URL: http://info.teledynedalsa.com/acton/attachment/14932/f-02c8/1/-/-/03-070-20031-00_PiranhaHS-82-04Kx0.pdf (дата обращения 11.03.2019)

Аронов Леонид Андреевич – магистр техники и технологии по направлению "Телекоммуникации" (2006), старший преподаватель кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов – оптическая обработка информации.

<https://orcid.org/0000-0003-2332-7826>

E-mail: Aronov.tor@gmail.com

Ушаков Виктор Николаевич – доктор технических наук (1992), профессор (1994), заведующий кафедрой теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – оптическая обработка информации.

E-mail: VNUshakov1@mail.ru

REFERENCES

1. *Akustoopticheskie protsessory spektral'nogo tipa* [Acousto-Optic Processors of Spectral Type]. Ed. by V. V. Proklov, V. N. Ushakov. Moscow, *Radiotekhnika*, 2012, 192 p. (In Russ.)

2. Lugt A. Vander. *Optical Signal Processing*. New York, Wiley Interscience, 2005, 604 p.

3. *Acousto-Optic Signal Processing: Theory and Implementation*. Ed. by N. J. Berg, J. M. Pelligrino. New York, Marcel Dekker, inc, 1996, 580 p.

4. Saleh B. E. A., Teich M. C. *Fundamentals of Photonics*. New York, John Wiley & Sons, 1991. 947 p.

5. Lugt A. Vander. Interferometric Spectrum Analyzer. *Applied Optics*. 1981, vol. 20, no. 16, pp. 2770–2779. doi: 10.1364/AO.20.002770

6. Shah M. L., Young E. H., Vander Lugt A., Hamilton M. Interferometric Bragg Cell Spectrum Analyzer. *Proc. Ultrasonics Symposium.* 14–16 Oct. 1981, Chicago, IL, USA. 1981, pp. 743–746. doi: 10.1109/ULTSYM.1981.197720

7. Shah. M. L., Teague J. R., Belfatto R. V., Thomson D. W., Young E. H. Wideband Interferometric Acousto-Optic

Bragg Cell Spectrum Analyzer. 1981 Ultrasonics Symposium. 14–16 Oct. 1981, Chicago, IL, USA. 1981, pp. 740–742. doi: 10.1109/ULTSYM.1981.197719

8. Grachev S. V., Rogov A. N., Ushakov V. N. Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer with Spatial and Temporal Integration. *Radiotekhnika* [Radioengineering]. 2003, no. 4, pp. 23–28. (In Russ.)

9. Egorov Yu. V., Dmitriev Yu. S., Dernov V. M., Grachev S. V., Odintsov A. Yu., Kруглов I. A., Федоров B. V. *Avtomatizirovanniy akustoopticheskii spektrometr-fazometr s tsifrovoy obrabotkoi dvumernogo svetovogo raspredeleniya* [Automated Acousto-Optic Spectrometer – Phase Meter with Digital Processing of Two-Dimensional Light Distribution. In the book: *Acoustic-Optical Information Processing Devices*]. Leningrad, *FTI*, 1989, pp. 73–77. (In Russ.)

10. Aronov L. A., Ushakov V. N. Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer with Chirp Pulse as a Reference Signal. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics.* 2013, no. 5, pp. 59–65. (In Russ.)

11. Aronov L. A., Ushakov V. N. Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer with Continuous Binary Phase-Manipulated Radio Signal as a Reference Signal. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2014, no. 6, pp. 13–16. (In Russ.)

12. Available at: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s11639-01_kmpd1163e.pdf (accessed 11.03.2019)

13. Available at: <https://docplayer.net/31659030-Fairchild-imaging-ccd-5023.html> (accessed 11.03.2019)

14. Available at: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s10200-02-01_etc_kmpd1098e.pdf (accessed 11.03.2019)

15. Available at: http://info.teledynedalsa.com/acton/attachment/14932/f-02c8/1/-/-/-/03-070-20031-00_PiranhaHS-82-04Kx0.pdf (accessed 11.03.2019)

Leonid A. Aronov – Master's Degree in Telecommunications (2006), Senior Lecturer of the Department of Theoretical Bases of Radioengineering of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 20 scientific publications. Area of expertise: optical information processing.
<https://orcid.org/0000-0003-2332-7826>

E-mail: Aronov.tor@gmail.com

Victor N. Ushakov – Dr. of Sci. (Engineering) (1992), Professor (1994), Head of the Department of Theoretical Bases of Radioengineering of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 200 scientific publications. Area of expertise: optical information processing.

E-mail: VNUshakov1@mail.ru

Книжные новинки



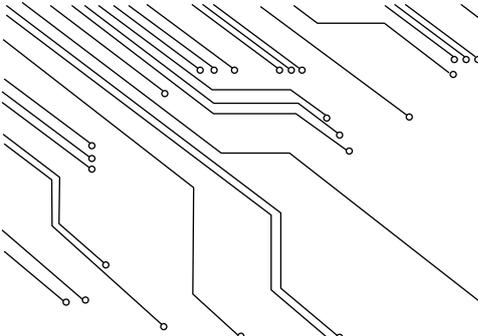
УДК 502.175
ББК Ж 3-1с33+Б 1с11
Ц17

Авторы: Цаплев В. М., Кузьмин Ю. И.
Электрофизические методы исследования окружающей среды.

СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2018. 197 с.
ISBN 978-5-7629-2423-8

Рассматриваются решения прикладных задач по определению параметров материалов и сред электрофизическими методами. Обсуждаются вопросы взаимосвязи между различными эффектами, влияющими на свойства сыпучих веществ, почв и горных пород. Описываются оригинальные результаты, такие, как определение движущихся тел в морской воде в условиях мелководья и частотная дисперсия модулей упругости, которую не удается выявить обычными методами, спектр энергий активации процессов, ответственных за явления ползучести, и т. д.

Рассчитано на научных работников, инженеров, разрабатывающих приборы и устройства, содержащие пьезокерамические элементы, предназначенные для работы в условиях действия значительных нагрузок; на студентов, обучающихся по направлению подготовки 200100 – «Приборостроение» в области техники и технологии, на аспирантов и специалистов, повышающих квалификацию по соответствующим образовательным программам и занимающихся исследованиями в области физики твердого тела и материаловедения.



MEASURING SYSTEMS AND INSTRUMENTS
BASED ON ACOUSTIC, OPTICAL AND RADIO WAVES
ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ НА ОСНОВЕ
АКУСТИЧЕСКИХ, ОПТИЧЕСКИХ И РАДИОВОЛН

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-2-53-61>

УДК 621.391(681.325:535)

Leonid A. Aronov , Victor N. Ushakov

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

QUADRATURE COMPONENTS FORMING METHOD FOR HOMODYNE ACOUSTO-OPTIC SPECTRUM ANALYZER

Abstract.

Introduction. Among acousto-optic spectrum analyzers with spatial integration, schemes based on optical interferometers provide the largest dynamic range. Nevertheless, they form the signal amplitude spectrum on a certain spatial carrier. Formation of quadrature components can eliminate this spatial carrier. The two-dimensionality of the transformations performed in optical processors provides this elimination by reading of the additional charge of matrix photosensor lines. A renowned method implements this approach using four lines, which in turn determines the estimation time of the signal spectrum.

Objective. The objective of the work is to study the possibility of time reduction of the spectrum estimation.

Materials and methods. The paper presents the description of two methods of forming the necessary components. The first method uses three photosensor lines, the charge distribution in which has the spatial carrier phase-shifted by 90° from line to line. The second method forms the necessary distributions sequentially in three accumulation cycles by means of variation of the initial phase of the reference signal. By the mathematical proof, three distributions with a 90° relative phase shift are sufficient to eliminate the spatial carrier.

Results. In the first method, reduction of the spectrum estimation time is insignificant, but the parallel distributions formation affords not to impose additional requirements on the signal spectrum. The second method, due to the possibility of using any three sequentially formed distributions for estimation, is potentially three times faster than the first method, but requires the stationary signal spectrum within three accumulation cycles. Researchers can implement this method using a linear photosensor or TDI photosensor. In addition, the method is less demanding to optical scheme parameters.

Conclusion. The proposed quadrature components formation methods provide time reduction of the spectrum estimation in interference acousto-optic spectrum analyzers and simplify their design.

Key words: homodyne acousto-optic spectrum analyzer, interferometric acousto-optic spectrum analyzer, quadrature channel, Young's interferometer, two-dimensional optical processing

For citation: Aronov L. A., Ushakov V. N. Quadrature Components Forming Method for Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 2, pp. 53–61. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-2-53-61 (In Russ.)

Source of financing. Initiative work.

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Received 19.02.2019; accepted 18.03.2019; published online 24.04.2019

© Aronov L. A., Ushakov V. N., 2019



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

Л. А. Аронов , В. Н. Ушаков

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

МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ КВАДРАТУРНЫХ КОМПОНЕНТ СПЕКТРА В ГОМОДИННОМ АКУСТООПТИЧЕСКОМ СПЕКТРОАНАЛИЗАТОРЕ

Аннотация.

Введение. Среди акустооптических спектроанализаторов с пространственным интегрированием схемы на основе оптических интерферометров обеспечивают наибольший динамический диапазон. При этом амплитудный спектр сигнала формируется на некоторой пространственной несущей, для устранения которой необходимо сформировать квадратурные компоненты. Двумерность преобразований, выполняемых в оптических процессорах, позволяет сделать это за счет считывания заряда дополнительных строк матричного фотоприемника. Известен метод, в котором данный подход реализован с использованием четырех строк, что в свою очередь определяет время получения оценки спектра сигнала.

Цель работы. Исследование возможности уменьшения времени получения оценки спектра.

Материалы и методы. Представлено описание двух методов формирования необходимых компонент. Первый метод задействует 3 строки фотоприемника, распределение заряда в которых имеет сдвиг по фазе пространственной несущей на 90° от строки к строке. Вторым методом основан на формировании необходимых распределений последовательно в трех циклах накопления за счет варьирования начальной фазы опорного сигнала. Математически показано, что трех распределений с относительным фазовым сдвигом на 90° достаточно для устранения пространственной несущей.

Результаты. Уменьшение времени анализа в первом методе незначительно, но параллельное формирование распределений позволяет не предъявлять дополнительных требований к спектру сигнала. Вторым методом за счет возможности использования для оценки любых трех последовательно формируемых распределений потенциально в 3 раза быстрее первого метода, но требует, чтобы спектр сигнала был стационарен в пределах трех циклов накопления. Он также может быть реализован с использованием линейного фотоприемника или фотоприемника с временной задержкой и накоплением и менее требователен к набору параметров оптической схемы.

Заключение. Предлагаемые методы формирования квадратурных компонент позволяют сократить время получения оценки спектра в интерференционных акустооптических спектроанализаторах, а также при необходимости упростить их реализацию.

Ключевые слова: гомодинный акустооптический спектроанализатор, интерференционный акустооптический спектроанализатор, квадратурный канал, интерферометр Юнга, двумерная оптическая обработка

Для цитирования: Аронов Л. А., Ушаков В. Н. Метод формирования квадратурных компонент спектра в гомодинном акустооптическом спектроанализаторе // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 2. С. 53–61. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-2-53-61

Источник финансирования. Инициативная работа.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 19.02.2019; статья принята к публикации 18.03.2019; опубликована онлайн 24.04.2019

Introduction. Spectral analysis based on the phenomenon of acousto-optic interaction and spatial Fourier transformation is a wide field for research [1], which is relevant in solving problems of radio monitoring, electronic warfare activities, as well as in signal detection devices. The algorithm of simple circuits of acousto-optic spectrum analyzers with spatial integration (AOSSI) operation [1]–[4] enables to form only the power spectrum, which leads to a significant decrease of the dynamic range. Circuits

based on optical interferometers [5]–[7], in which is performed the optical heterodyning, provide a significant—twice when measured in decibels [6]—increase of the dynamic range of the device in comparison with simple AOSSI. In [5]–[7] are considered and practically confirmed optical heterodyning algorithms with transfer to zero frequency – homodyning – by introducing the necessary light modulation into the reference optical channel. Unfortunately, these

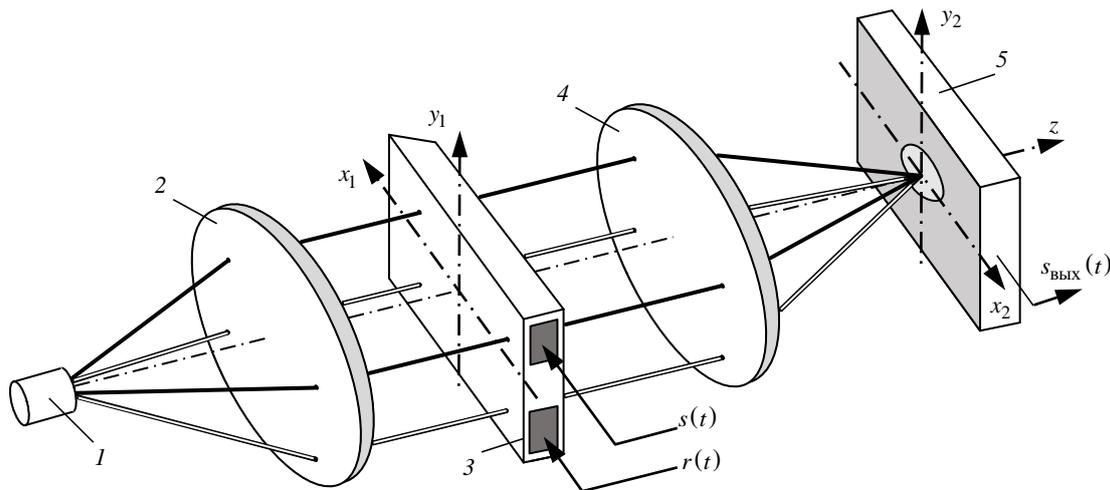


Fig. 1. The scheme of the homodyne acousto-optic spectrum analyzer based Young interferometer

works do not take into account the requirement to eliminate the influence of the spatial carrier.

With the advent of photosensors with accumulation of a wide dynamic range, researchers [8] proposed implementation of a heterodyne scheme with array photosensor based on CCD, which significantly simplified the design of the device and provided a higher frequency resolution. The work [9] considers method of the spatial carrier influence elimination based on the use of four lines of a matrix photosensor. However, the reading of additional lines increases the time taken to obtain an estimation of the input signal spectrum.

This article introduces the modification of this method, which enables to select the amplitude spectrum of the analyzed signal based on the reading of three lines. In addition, the article presents version for the method implementation using a linear photosensor or a photosensor with a time delay, accumulation and sequential reading of the charge distributions.

Reduction of the number of readable distributions decreases the time required to form the signal spectrum. Application of a linear photosensor reduces the requirements for matching the parameters of an acousto-optic modulator, a spatial Fourier transform unit, an optical wavelength, and geometric parameters of a photosensor.

Researchers can implement optical heterodyning, for example, according to the scheme of the Mach-Zehnder or Young interferometer. For consideration of the material presented below, this the scheme itself is not fundamental. The figure one presents the scheme of a homodyne acousto-optic spectrum analyzer (HAOSA) based on a Young interferometer (Fig. 1). The scheme includes 1 – a source of monochromatic radiation; 2 – collimating lens; 3 – two-

channel acousto-optic modulator (AOM); 4 – spherical lens; 5 – matrix photosensor (MPS).

As a radiation source I , it is advisable to use a semiconductor or gas laser. The collimating lens 2 converts the generated by the laser diverging radiation at the wavelength λ_l into a plane wave. Next, the luminous flux irradiates the aperture of the two-channel AOM 3. The lux feeds the analyzed signal $s(t)$, to one of the inputs and the reference signal $r(t)$, to the other one. After AOM passing, the spherical lens 4 focuses the light flux in the aperture plane of the photosensor 5. As a reference signal for the HAOSA, researchers can use broadband chirp pulses [10] or radio pulses based on a pseudo-random sequence [11], which provide optical heterodyning in a wide radio frequency range.

The method of quadrature components forming based on three lines of a photosensor. Let us consider the HAOSA mathematical model. The expression [1] describes the charge distribution in the MPS aperture:

$$Q(x_2, y_2, T_{ac}) = R_\lambda A \left\{ W_s(x_2, y_2, T_{ac}) + W_r(x_2, y_2, T_{ac}) + 2 \operatorname{Re} \left[\int_0^{T_H} \dot{S}(x_2, y_2, t) \dot{R}^*(x_2, y_2, t) dt \right] \right\}, \quad (1)$$

where R_λ is the spectral sensitivity of the photosensor; A is scale factor, taking into account the conversion of input signals into the light flux in the AOM; T_{ac} is the accumulation time; $W_s(x_2, y_2, T_{ac})$ and $W_r(x_2, y_2, T_{ac})$ is the spatial energy spectra of the

analyzed and reference signals, respectively, formed during T_{ac} : $\dot{S}(x_2, y_2, t)$ and $\dot{R}(x_2, y_2, t)$ are instantaneous spatial spectra of the analyzed and reference signals, respectively; * is the complex conjugation symbol¹.

The third term in (1) enables to select information about the amplitude and phase spectrum of the analyzed signal. After taking of the real part (1) we get the expression below²:

$$Q(x_2, y_2, T_{ac}) = A_v(y_2) \{ W_s(x_2, y_2, T_{ac}) + W_r(x_2, y_2, T_{ac}) + 2 \int_0^{T_H} |\dot{S}(x_2, y_2, t)| |\dot{R}^*(x_2, y_2, t)| \times \cos[(kD/F)y_2 + \psi_s(x_2, t) - \psi_r(x_2, t)] dt \}, \quad (2)$$

where $A_v(y_2)$ is the vertical charge distribution; k is the radian wave number of the light wave; D is the distance between AOM channels; F is the focal length of the lens 4; $\psi_s(x_2, t)$ and $\psi_r(x_2, t)$ are the instantaneous phase spectra of the analyzed and reference signals, respectively.

The function $A_v(y_2)$ in case of the spherical lens 4, which implements the two-dimensional spatial Fourier transform, has the following form

$$A_v(y_2) = \text{sinc}^2 \{ [kH_a / (2F)] y_2 \},$$

where H_a is the height of the acoustic beam in AOM; F is the focal length of the lens 4 (Fig. 1).

In the expression (2), the amplitude spectrum of the analyzed signal is multiplied by the amplitude spectrum of the reference signal and by the spatial carrier with the full phase formed by the instantaneous phase spectra of both signals and the term linearly varying along the vertical coordinate y_2 . We can eliminate the spatial carrier by forming an additional quadrature component of the spectrum. The article [8] describes this process by reading four MPS lines. However, the reading of additional lines is not parallel through separate registers of the MPS; it multiplies the information output time and, accordingly, the spectrum wave length scanning time.

Below, the paper considers the modification of this method, which enables to limit the spatial carrier elimination to reading of three lines. The full phase of the spatial carrier in (2) contains a term that varies linearly in the coordinate y_2 and is independent of time t and horizontal coordinate x_2 . This component can be considered as an initial phase, constant relatively mentioned variables, which makes it possible due to the shift along y_2 to introduce on Δy_2 the given phase shift:

$$\Delta\varphi = (kD/F)\Delta y_2. \quad (3)$$

It is also necessary to take into account the variation of the intensity along the coordinate y_2 in accordance with $A_v(y_2)$. The necessary additional charge shifts will be formed in the lines with the ensured phase shift $\Delta\varphi = \pm\pi/2$. The charge distributions in the read lines have a view:

– the first line

$$Q_{\cos}(x_2, y_2, T_{ac}) = A_v(y_2) [W_s(x_2, T_{ac}) + W_r(x_2, T_{ac}) + 2S_{\cos}(x_2, T_{ac})]; \quad (4)$$

– the second line

$$Q_{\sin}(x_2, y_2, T_{ac}) = A_v(y_2 + \Delta y_2) \times [W_s(x_2, T_{ac}) + W_r(x_2, T_{ac}) + 2S_{\sin}(x_2, T_{ac})]; \quad (5)$$

– the third line

$$Q_{-\sin}(x_2, y_2, T_{ac}) = A_v(y_2 - \Delta y_2) \times [W_s(x_2, T_{ac}) + W_r(x_2, T_{ac}) + 2S_{-\sin}(x_2, T_{ac})], \quad (6)$$

where

$$S_{\cos}(x_2, T_H) = \int_0^{T_{ac}} |\dot{S}(x_2, t)| |\dot{R}(x_2, t)| \times \cos[(kD/F)y_2 + \psi_s(x_2, t) - \psi_r(x_2, t)] dt;$$

$$S_{\sin}(x_2, T_H) = \int_0^{T_{ac}} |\dot{S}(x_2, t)| |\dot{R}(x_2, t)| \times \sin[(kD/F)y_2 + \psi_s(x_2, t) - \psi_r(x_2, t)] dt;$$

$$S_{-\sin}(x_2, T_H) = - \int_0^{T_{ac}} |\dot{S}(x_2, t)| |\dot{R}(x_2, t)| \times \sin[(kD/F)y_2 + \psi_s(x_2, t) - \psi_r(x_2, t)] dt$$

– variants of the third term from (2), in which the shift assures the law of the spatial carrier variation according to the functions of the form of \cos , \sin and $-\sin$ respectively. It is important to note that:

¹ Expression (1) does not take into account the discrete structure of the photoreceiver and integration within the photosensitive elements.

² In the following expression, the non-fundamental constants for consideration R_s and A are omitted.

$$S_{-\sin}(x_2, T_{ac}) = -S_{\sin}(x_2, T_{ac}).$$

After the charges reading, it is necessary to equalize the amplitude distributions in accordance with the factors $A_v(y_2)$, $A_v(y_2 + \Delta y_2)$ and $A_v(y_2 - \Delta y_2)$. The listed factors should not vanish. We can verify this by setting the following parameters typical for practice, wherein: laser wavelength $\lambda = 650 \text{ nm}$; focal length of lens $F = 200 \text{ mm}$; distance between AOM channels $D = 10 \text{ mm}$; height of acoustic beam in AOM channel $H_a = 1 \text{ mm}$. We place the first line in the section $y_2 = 0$, then from (3) we obtain the shift of the other two lines relative to it: $\Delta y_2 = 3.25 \text{ }\mu\text{m}$ up and down. Wherein

$$A_v(0) = 1; \quad A_v(\Delta y_2) = A_v(-\Delta y_2) \cong 0.998. \quad (7)$$

Thus, for the selected parameters, all three lines lie within the main lobe of the function $A_v(y_2)$ (Fig. 2).

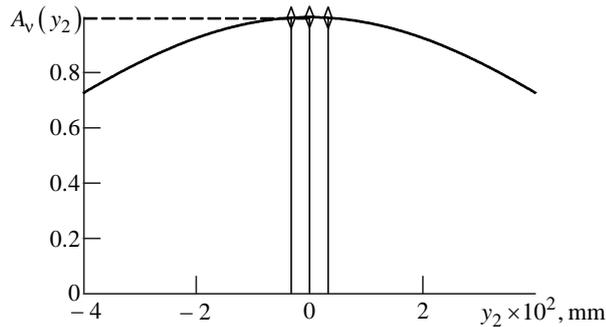


Fig. 2. Vertical section of spectrum analyzer instrument function

Further, without loss of generality, we can assume that distributions (4)–(6) are normalized to the corresponding values A_v .

Based on (4)–(6) we can write:

$$Q_{\cos}(x_2, y_2, T_{ac}) - Q_{\sin}(x_2, y_2, T_{ac}) = 2[S_{\cos}(x_2, T_{ac}) - S_{\sin}(x_2, T_{ac})]; \quad (8)$$

$$Q_{\cos}(x_2, y_2, T_{ac}) - Q_{-\sin}(x_2, y_2, T_{ac}) = 2[S_{\cos}(x_2, T_{ac}) + S_{\sin}(x_2, T_{ac})]. \quad (9)$$

Then:

$$S_{\cos}(x_2, T_{ac}) = (1/4)[2Q_{\cos}(x_2, y_2, T_{ac}) - Q_{\sin}(x_2, y_2, T_{ac}) - Q_{-\sin}(x_2, y_2, T_{ac})]; \quad (10)$$

$$S_{\sin}(x_2, T_{ac}) = (1/4)[Q_{\sin}(x_2, y_2, T_{ac}) - Q_{-\sin}(x_2, y_2, T_{ac})]. \quad (11)$$

We raise both sides of (8) and (9) in the square and sum the result

$$2Q_{\cos}^2(x_2, y_2, T_{ac}) - 2Q_{\cos}(x_2, y_2, T_{ac})Q_{\sin}(x_2, y_2, T_{ac}) + 2Q_{\cos}(x_2, y_2, T_{ac})Q_{-\sin}(x_2, y_2, T_{ac}) + Q_{\sin}^2(x_2, y_2, T_{ac}) + Q_{-\sin}^2(x_2, y_2, T_{ac}) = 8[S_{\cos}^2(x_2, T_{ac}) + S_{\sin}^2(x_2, T_{ac})]. \quad (12)$$

The propagation of signals along the aperture of AOM channels determines the dependence of the total phase of the spatial carrier on time for all three lines, which is equivalent to a time shift and the presence of the same linear additive in the phase spectrum of both signals, which does not affect the final result. Since the accumulation in the lines runs parallel in time, the sum of the squares in the right part of the expression (12) does not contain a spatial carrier. Extracting the square root and designating the result as $S_R(x_2, T_{ac})$, we get

$$S_R(x_2, T_{ac}) = 2\sqrt{2} \int_0^{T_{ac}} |\dot{S}(x_2, t)| |\dot{R}(x_2, t)| dt. \quad (13)$$

We can estimate in advance and take into account later in the normalization the multiplier corresponding to the amplitude spectrum of the reference signal in the expression (13). The accuracy of this operation depends on the stationary of the amplitude spectrum of the reference signal.

The left part of the expression (12) describes the obligatory mathematical operations performed for the charge distributions in the lines of the photosensor. However, it is rational to perform calculations based on (8) and (9), to square the results and to add. The digital post-processing device can perform these operations, as well as taking the root to find (13) and normalization, after reading and digitizing the charge distributions in the MPS lines.

The ratio of the expression (10) to (11) enables to obtain the information about the phase spectrum of the analyzed signal:

$$\psi_s(x_2, T_{ac}) = \text{arccctg} \left[\frac{S_{\sin}(x_2, T_{ac})}{S_{\cos}(x_2, T_{ac})} \right] + \psi_r(x_2, T_{ac}),$$

which requires knowledge of the phase spectrum of the reference signal $\psi_r(x_2, T_{ac})$. We can obtain this spectrum by, for example, applying a radio signal with a simple phase spectrum to the spectrum analyzer input and performing a calibration.

In accordance with the expression (3), in order to form the required field distribution in the MPS lines, it

is necessary calculate the focus distance F of the Fourier lens for given values of the distance D between channels in AOM, the laser λ_l , wavelength, which determine the wavenumber, and the vertical size of the MPS pixel, which define the axis y_2 , pitch. We should note that the pixel dimensions determine the accuracy of the formation of distributions (4)–(6).

The quadrature components are formed simultaneously, which does not impose additional restrictions on the analyzed signal, and the analyzer retains the ability to operate in real time without gaps. The analysis time is determined by the time required to read the three lines of the photosensor and to perform the calculations.

The method of quadrature components forming based on the sequential reading of three charge distributions. We can also be form distributions presented (4)–(6) by varying the phase spectrum of the reference signal, since this signal is deterministic and can be formed with any given parameters, and its phase determines the total phase of the spatial carrier.

Suppose that the first charge accumulation cycle was performed with a reference radio signal $r_1(t)$, and we obtained a charge distribution of the form of (4). We form one more reference signal $r_2(t)$, that differs from the first one only by changing the initial phase $+\pi/2$. The accumulation cycle with $r_2(t)$ obviously gives the charge distribution (5). The third accumulation cycle is feasible for the reference signal $r_3(t)$, which is shifted for $-\pi/2$ by the signal $r_1(t)$, so we obtain the charge distribution (6).

The described method does not require the use of the MPS. To register radiation and charge accumulation, researchers can use linear accumulation sensors, having a pixel with size along the axis y_2 substantially exceed the size along the axis x_2 (Fig. 1), which have a greater dynamic range [12]. HAOSA with time delay and accumulation sensors [13]–[15] also allow the expansion of the dynamic range and, as consequence, allow implementing this method.

The disadvantage of the latter method lies in the increased requirements for the stationary of the analyzed signal $s(t)$: its spectrum must be the same in each of the three accumulation cycles.

Formation of reference signals. We can use a simple from a technical point of view scheme to form the required sequence of reference signals (Fig. 3). For the organization of accumulation cycles, The reference signal generator I generates a video

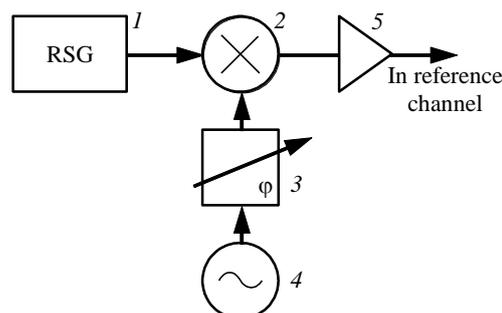


Fig. 3. The generator of reference signal with varied phase

signal with specified spectral characteristics. The generator 4 sends the signal to the input of the local oscillator of the mixer 2, which in turn transfers it to the working frequency of the AOM. The controlled phase shifter 3 provides the required phase shift in each of the accumulation cycles. The amplifier 5 provides the level of the reference signal necessary for the HAOSA operation.

The accumulation cycles repeat sequentially. In this case, we can use any three adjacent cycles of such a sequence to calculate quadrature components, since after reading of every next accumulated charge, changes only the order of the distributions (4)–(6) in the last three output signals of the photosensor. Thus, based on this sequence, we can organize a more flexible calculation with updating the frame of the signal spectrum with each new accumulation cycle, which further reduces the analysis time to the value spent on reading one line instead of three or four.

The phase shifter sets the phase relationship accuracy, which does not require a comprehensive selection of the parameters of the device nodes (laser wavelength, photosensor geometry, lens focal length, distance between AOM channels and acoustic beam height in the channel) as in the previously discussed method using a two-dimensional MPS and reading of additional lines.

The effect of phase relationships installation error. Numerical simulation showed (Fig. 4) that the phase deviation between the quadrature components of the spectrum from $\pi/2$ leads to errors in estimating the amplitude spectrum of the input signal, depending on its phase, which is a random variable. Fig. 4 shows the dependence of the HAOSA output signal Δ_{IF} variation on the additional shift α of the total phase of the spatial carrier in (4). We can consider the scatter of the analyzer output signal as a degradation of the signal-to-noise ratio and a decrease in the dynamic range of the device.

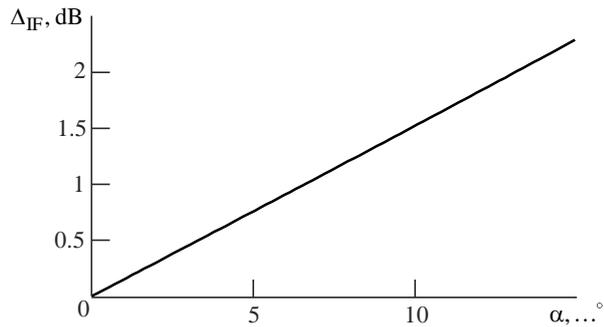


Fig. 4. The variance of instrument function

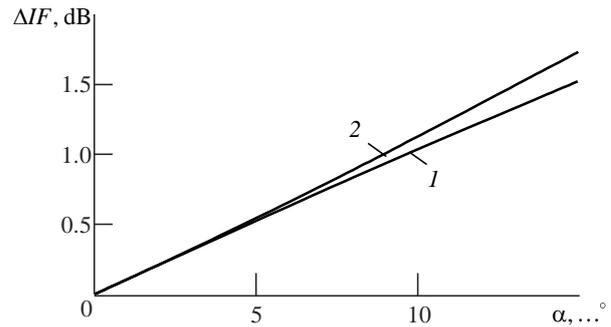


Fig. 5. Dependences of the spread value on the phase error

The simulation also showed that the level of variation varies depending in which of the lines described by distributions (4)–(6) the phase relations break. The distribution (4) provides the greatest variation when an error occurs. As follows from fig. 5, the scatter levels in distributions (5) (curve 1) and (6) (curve 2) also differ. This difference is stipulated by the feature of obtaining quadrature components in three lines, embedded in the proposed algorithm. Considering the relativity of the phase correspondences in (4)–(6), it is advisable to consider the charge distribution in the top (first with sequential spectrum formation) of three lines described by expression (5), the middle (second) line – (4) and the bottom (third) – (6).

It is also necessary to take into account that charge distributions must be obtained when the input signal is stationary for a time $3T_{ac}$, that, taking into

account the speed and the number of pixels of linear photosensors with an accumulation, is from several tens of microseconds to few milliseconds. That means that the device is not able to analyze qualitatively single signals with duration of less than $3T_{ac}$ and signals which spectrum is non-stationary during the specified time interval.

Conclusion. The methods of forming quadrature components of the spectrum in a homodyne acousto-optic spectrum analyzer presented in this paper, in comparison with the approach described in [9], can reduce the analysis time, which is one of the essential parameters for spectrum analyzers operating in real time. From the point of view of practical implementation, the method based on the variation of the initial phase of the reference signal is simpler and more accurate.

REFERENCES

1. *Akustoopticheskie protsessory spektral'nogo tipa* [Acousto-Optic Processors of Spectral Type]. Ed. by V. V. Proklov, V. N. Ushakov. Moscow, *Radiotekhnika*, 2012, 192 p. (In Russ.)
2. Lugt A. Vander. *Optical Signal Processing*. New York, Wiley Interscience, 2005, 604 p.
3. *Acousto-Optic Signal Processing: Theory and Implementation*. Ed. by N. J. Berg, J. M. Pelligrino. New York, Marcel Dekker, inc, 1996, 580 p.
4. Saleh B. E. A., Teich M. C. *Fundamentals of Photonics*. New York, John Wiley & Sons, 1991. 947 p.
5. Lugt A. Vander. *Interferometric Spectrum Analyzer*. *Applied Optics*. 1981, vol. 20, no. 16, pp. 2770–2779. doi: 10.1364/AO.20.002770
6. Shah M. L., Young E. H., Vander Lugt A., Hamilton M. *Interferometric Bragg Cell Spectrum Analyzer*. *Proc. Ultrasonics Symposium*. 14–16 Oct. 1981, Chicago, IL, USA. 1981, pp. 743–746. doi: 10.1109/ULTSYM.1981.197720
7. Shah. M. L., Teague J. R., Belfatto R. V., Thomson D. W., Young E. H. *Wideband Interferometric Acousto-Optic Bragg Cell Spectrum Analyzer*. 1981 *Ultrasonics Symposium*. 14–16 Oct. 1981, Chicago, IL, USA. 1981, pp. 740–742. doi: 10.1109/ULTSYM.1981.197719
8. Grachev S. V., Rogov A. N., Ushakov V. N. *Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer with Spatial and Temporal Integration*. *Radiotekhnika* [Radioengineering]. 2003, no. 4, pp. 23–28. (In Russ.)
9. Egorov Yu. V., Dmitriev Yu. S., Dernov V. M., Grachev S. V., Odintsov A. Yu., Kruglov I. A., Fedorov B. V. *Avtomatizirovanniy akustoopticheskii spektrometr-fazometr s tsifrovoy obrabotkoi dvumernogo svetovogo raspredeleniya* [Automated Acousto-Optic Spectrometer – Phase Meter with Digital Processing of Two-Dimensional Light Distribution]. In the book: *Acoustic-Optical Information Processing Devices*. Leningrad, *FTI*, 1989, pp. 73–77. (In Russ.)
10. Aronov L. A., Ushakov V. N. *Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer with Chirp Pulse as a Reference Signal*. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2013, no. 5, pp. 59–65. (In Russ.)
11. Aronov L. A., Ushakov V. N. *Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer with Continuous Binary Phase-Manipulated Radio Signal as a Reference Signal*. *Journal*

of the Russian Universities. Radioelectronics. 2014, no. 6, pp. 13–16. (In Russ.)

12. Available at: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s11639-01_kmpd1163e.pdf (accessed 11.03.2019)

13. Available at: <https://docplayer.net/31659030-Fairchild-imaging-ccd-5023.html> (accessed 11.03.2019)

14. Available at: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s10200-02-01_etc_kmpd1098e.pdf (accessed 11.03.2019)

15. Available at: http://info.teledynedalsa.com/acton/attachment/14932/f-02c8/1/-/-/-/03-070-20031-00_PiranhaHS-82-04Kx0.pdf (accessed 11.03.2019)

Leonid A. Aronov – Master's Degree in Telecommunications (2006), Senior Lecturer of the Department of Theoretical Bases of Radioengineering of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 20 scientific publications. Area of expertise: optical information processing.

<https://orcid.org/0000-0003-2332-7826>

E-mail: Aronov.tor@gmail.com

Victor N. Ushakov – Dr. of Sci. (Engineering) (1992), Professor (1994), Head of the Department of Theoretical Bases of Radioengineering of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 200 scientific publications. Area of expertise: optical information processing.

E-mail: VNUshakov1@mail.ru

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Акустооптические процессоры спектрального типа / под ред. В. В. Проклова, В. Н. Ушакова. М.: Радиотехника, 2012. 192 с.

2. Lugt A. Vander. Optical Signal Processing. N. Y.: Wiley Interscience, 2005. 604 p.

3. Acousto-optic signal processing: theory and implementation / ed. by N. J. Berg, J. M. Pelligrino. N. Y.: Marcel Dekker, inc, 1996. 580 p.

4. Салех Б., Тейх М. Оптика и фотоника. Принципы и применения: учеб. пособие: в 2 т. Т. 2 / пер. с англ. Долгопрудный: Изд. дом "Интеллект", 2012. 784 с.

5. Lugt A. Vander. Interferometric spectrum analyzer // App. Opt. 1981. Vol. 20, № 16. P. 2770–2779. doi: 10.1364/AO.20.002770

6. Interferometric Bragg cell spectrum analyzer / M. L. Shah, E. H. Young, A. Vander Lugt, M. Hamilton // 1981 Ultrasonics Symp. 14–16 Oct. 1981, Chicago, IL, USA. Piscataway: IEEE, 1981. P. 743–746. doi: 10.1109/ULTSYM.1981.197720

7. Wideband interferometric acousto-optic Bragg cell spectrum analyser / M. L. Shah, J. R. Teague, R. V. Belfatto, D. W. Thomson, E. H. Young // Proc. Ultrasonics Symp. 14–16 Oct. 1981, Chicago, IL, USA. Piscataway: IEEE, 1981. P. 740–742. doi: 10.1109/ULTSYM.1981.197719

8. Грачев С. В., Рогов А. Н., Ушаков В. Н. Гомодинный акустооптический анализатор спектра с пространственным и временным интегрированием // Радиотехника. 2003. Вып. 4. С. 23–28.

9. Автоматизированный акустооптический спектрометр-фазометр с цифровой обработкой двумерного светового распределения / Ю. В. Егоров, Ю. С. Дмитриев, В. М. Дернов, С. В. Грачев, А. Ю. Одинцов, И. А. Круглов, Б. В. Федоров // Акустооптические устройства обработки информации / ФТИ. Л., 1989. С. 73–77.

10. Аронов Л. А., Ушаков В. Н. Гомодинный акустооптический спектроанализатор с ЛЧМ-импульсом в качестве опорного сигнала // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. № 5. С. 59–65.

11. Аронов Л. А., Ушаков В. Н. Гомодинный акустооптический спектроанализатор с непрерывным бинарным фазоманипулированным радиосигналом в качестве опорного сигнала // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. № 6. С. 13–16.

12. URL: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s11639-01_kmpd1163e.pdf (дата обращения 11.03.2019)

13. URL: <https://docplayer.net/31659030-Fairchild-imaging-ccd-5023.html> (дата обращения 11.03.2019)

14. URL: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s10200-02-01_etc_kmpd1098e.pdf (дата обращения 11.03.2019)

15. URL: http://info.teledynedalsa.com/acton/attachment/14932/f-02c8/1/-/-/-/03-070-20031-00_PiranhaHS-82-04Kx0.pdf (дата обращения 11.03.2019)

Аронов Леонид Андреевич – магистр техники и технологии по направлению "Телекоммуникации" (2006), старший преподаватель кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов – оптическая обработка информации.

<https://orcid.org/0000-0003-2332-7826>

E-mail: Aronov.tor@gmail.com

Ушаков Виктор Николаевич – доктор технических наук (1992), профессор (1994), заведующий кафедрой теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – оптическая обработка информации.
E-mail: VNUshakov1@mail.ru

В редакционный совет 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 работы не более 20 страниц);
- электронную копию статьи;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены (также возможна передача по электронной почте по предварительному согласованию). Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- элементы заглавия на английском языке (1 экз.);
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах и их электронную копию (на русском и на английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (отдела) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

Принимаются к публикации статьи на русском и английском языках.

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.

Элементы заглавия публикуемого материала

1. УДК (выравнивание по левому краю).
2. 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.
3. Место работы авторов и 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.
4. Название статьи.
5. Аннотация – 200–250 слов, характеризующих содержание статьи.
6. Ключевые слова – 5–7 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится.

Каждый элемент заглавия приводится с новой строки.

Основной текст

Шрифт "Times New Roman" 10.5 pt, выравнивание по ширине, абзацный отступ 0.6 см, межстрочный интервал "Множитель 1.1".

Используются постраничные подстрочные ссылки (шрифт "Times New Roman" 8 pt, выравнивание по ширине; межстрочный интервал "Одинарный"), имеющие сквозную нумерацию в пределах статьи.

Объем основного текста не менее 8 страниц.

Список литературы

1. Строка с текстом "Список литературы".
2. Список литературы – библиографические описания источников, выполненные по ГОСТ 7.1–2008 "Библиографическое описание документа". Каждая ссылка с номером – в отдельном абзаце. В ссылках на материалы конференций обязательно указание даты и места их проведения; при ссылках на статьи в сборниках статей обязательно приводятся номера страниц, содержащих данный материал.

Приветствуются ссылки на современные англоязычные публикации. Рекомендуемый объем списка литературы – не менее 15 источников, имеющих статус научных публикаций. Количество ссылок на работы авторов не должно превышать 20% от количества библиографических источников.

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются. Не приветствуются ссылки на учебники, учебные пособия, справочники, словари, диссертации и другие малотиражные издания.

При ссылках на материалы, размещенные на электронных носителях, необходимо указывать электронный адрес до конкретного материала (т. е. включая сегмент, оканчивающийся расширением, соответствующим текстовому документу) и дату обращения к нему либо полный издательский номер CD или DVD. Редакция оставляет за собой право потребовать от автора замены ссылки, если на момент обработки статьи по указанному адресу материал будет отсутствовать.

Во всех случаях, когда у цитируемого материала есть цифровой идентификатор Digital Object Identifier (DOI), его необходимо указывать в самом конце библиографической ссылки. Проверять наличие DOI статьи следует на сайте: <http://search.crossref.org> или <https://www.citethisforme.com>.

За достоверность и правильность оформления представляемых библиографических данных авторы несут ответственность вплоть до отказа в праве на публикацию.

При ссылках на переводную литературу необходимо отдельно привести ссылку на оригинал (для References). При ссылках на источники на русском языке необходимо дополнительно привести перевод ссылки на английский язык с указанием после ссылки "(in Russian)". Формат перевода должен соответствовать формату, принятому в журналах IEEE.

Элементы заглавия на английском языке

Элементы включают:

1. 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.

2. Место работы авторов. Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем приводится список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации и т. д.

3. Название статьи (перевод названия, указанного перед текстом).

4. Резюме (abstract) статьи объемом 200–250 слов, кратко излагающее постановку задачи, примененные методы ее решения, полученные результаты.

5. Ключевые слова (перевод списка ключевых слов, указанного перед текстом).

Каждый элемент заглавия приводится с новой строки.

Верстка формул

Формулы подготавливаются в редакторе формул MathType; нумеруются только те формулы, на которые есть ссылки в тексте статьи; использование при нумерации букв и других символов не допускается.

Формулы, как правило, выключаются в отдельную строку; в тексте допустимо расположение только однострочных формул, на которые нет ссылок (надстрочные и подстрочные символы в таких формулах допустимы).

Выключенные в отдельную строку формулы выравниваются по середине строки, номер (при необходимости) заключается в круглые скобки и выравнивается по правому краю текста.

Необходимо использовать следующие установки редактора формул. **Размеры:** "полный" 10.5 pt, "подстрочный" 9 pt, "под-подстрочный" 7 pt, "символ" 14.5 pt, "подсимвол" 12.5 pt. **Стили:** текст, функция, число, кириллица – шрифт "Times New Roman", вектор-матрица – шрифт "Times New Roman", жирный; греческий малый, греческий большой, символ – шрифт "Symbol", прямой; переменная – шрифт "Times New Roman", курсив. Индексы, представляющие собой слова, сокращения слов или аббревиатуры, набираются только в прямом начертании.

Скобки и знаки математических операций вводятся с использованием шаблонов редактора формул MathType.

Начертание обозначений в формулах и в основном тексте должно быть полностью идентично. Все впервые встречающиеся в формуле обозначения должны быть расшифрованы сразу после формулы. После нее ставится запятая, а на следующей строке без абзацного отступа после слова "где" приводятся все обозначения и через тире – их расшифровки; список должен быть составлен в порядке появления обозначений в формуле; в многострочных формулах вначале полностью описывается числитель, а затем – знаменатель; изменение индекса также считается введением нового обозначения, требующего новой расшифровки.

Если при расшифровке встречается обозначение, в свою очередь требующее формульной записи и расшифровки, то с ним поступают как с отдельной формулой, но расшифровку помещают в круглые скобки.

Верстка рисунков

Рисунки, представляющие собой графики, схемы и т. п., должны быть выполнены в графических векторных редакторах (встроенный редактор Microsoft Word, CorelDraw, Microsoft Visio) в черно-белом виде. Использование точечных форматов (.bmp, .jpeg, .tiff, .html) допустимо только для рисунков, представление которых в векторных форматах невозможно (фотографии, копии экрана монитора и т. п.). Качество рисунков и фотографий должно быть не менее 300 dpi.

В поле рисунка должны размещаться только сам рисунок и необходимые обозначения. Под рисунком размещаются нумерационный заголовок и через точку – тематический на русском языке, в следующей строке нумерационный заголовок и через точку – тематический на английском языке. Строка (строки), содержащая заголовки, центрируется относительно рисунка. Переносы в словах в этой области недопустимы.

Описание самого рисунка и введенных на нем обозначений следует приводить в основном тексте статьи.

Каждый рисунок вместе с заголовком должен помещаться в текстовое поле или в поле объекта (в терминах Microsoft Word).

Следует стремиться к горизонтальному размеру рисунка, равному 16.5 или 7.9 см (в первом случае рисунок будет заверстан вразрез текста, во втором – в оборку).

Буквенные обозначения фрагментов рисунка (шрифт "Times New Roman", курсив, 9 pt) ставятся под фрагментом перед нумерационным заголовком; в тексте ссылка на фрагмент ставится после нумерационного заголовка через запятую (например, рис. 1, а).

Рисунок размещается в ближайшем возможном месте после первого упоминания его или его первого фрагмента в тексте. Первая ссылка на рисунок приводится, например как (рис. 3), последующие – как (см. рис. 3).

Основные линии на рисунках (границы блоков и соединительные линии на схемах, линии графиков) имеют толщину 1 pt, вспомогательные (выноски, оси, размерные линии) – 0.6 pt.

При формировании рисунка, представляющего собой схему, следует придерживаться требований ГОСТ, ЕСКД, ЕСПД (в частности, недопустимо использовать условные графические обозначения, соответствующие стандартам США и Европы, но не совпадающие с предусмотренными ГОСТ).

На рисунках, представляющих собой графики зависимостей, не следует делать размерную сетку, следует дать лишь засечки на осях, причем все засечки должны быть оцифрованы (т. е. всем засечкам должны соответствовать определенные числовые значения).

Если оси на рисунках оцифрованы, то они завершаются на позиции очередной засечки, где засечка не ставится, а вместо числовых значений даются обозначение переменной и (через запятую) единица измерения. Если оси не оцифровываются, то они завершаются стрелками, рядом с которыми даются обозначения переменных без единиц измерения.

Длины и шаг засечек следует устанавливать таким образом, чтобы на рисунке не было пустых областей, т. е. каждая засечка должна оцифровывать хотя бы некоторые точки одной из приведенных кривых.

Все текстовые фрагменты и обозначения на рисунке даются гарнитурой "Times New Roman" размером 9 pt с одинарным межстрочным интервалом; цифровые обозначения, буквенные обозначения фрагментов и нумерационный заголовок выделяются курсивом.

При необходимости в отдельных текстовых полях на рисунке могут помещаться обозначения и тексты, сформированные в редакторе формул; при этом следует использовать следующие установки редактора: размеры – "полный" 9 pt, "подстрочный" 7 pt, "под-подстрочный" 5.5 pt, "символ" 13 pt, "подсимвол" 11 pt.

Ссылки на обозначения на рисунке в основном тексте даются тем же начертанием (прямым или курсивным), как и на рисунке, но с размером шрифта 10.5 pt, соответствующим размеру основного текста.

Верстка таблиц

Текст в таблицах печатается через одинарный интервал, шрифтом "Times New Roman"; основной текст 9 pt, индексы 7 pt, подындксы 5.5 pt.

Таблица состоит из нумерационного заголовка; головки (заголовочной части), включающей заголовки граф (объясняют значение данных в графах); боковика (первой слева графы) и прографки (остальных граф таблицы).

Нумерационный заголовок содержит слово "Таблица" и ее номер арабскими цифрами (без знака номера перед ними; выравнивается по центру таблицы и выделяется светлым курсивом). Через точку дается тематический заголовок (выравнивается по центральному полю таблицы, прямой шрифт; после него точка не ставится). На следующей строке аналогично оформляются нумерационный и тематический заголовок на английском языке. Ссылка в тексте на таблицу дается аналогично ссылке на рисунок. Нумерация таблиц –

сквозная в пределах статьи. Если таблица единственная, нумерационный заголовок не дается, а ссылка в тексте приводится по типу "см. таблицу".

Над продолжением таблицы на новой странице ставится заголовок "Продолжение табл. 5" (если таблица на данной странице не оканчивается) или "Окончание табл. 5" (если таблица на данной странице оканчивается) на русском и английском языках. Если таблица продолжается на одной или на нескольких последующих страницах, то ее головка должна быть повторена на каждой странице.

Ни один элемент таблицы не должен оставаться пустым.

Заголовки пишут в именительном падеже единственного или множественного числа без произвольного сокращения слов (допустимы только общепринятые сокращения всех видов: графические сокращения, буквенные аббревиатуры и сложносокращенные слова) на русском и английском языках. Множественное число ставится только тогда, когда среди текстовых показателей графы есть показатели, стоящие во множественном числе.

В одноярусной головке все заголовки пишутся с прописной буквы. В двух- и многоярусных головках заголовки верхнего яруса пишутся с прописной буквы; заголовки второго, третьего и т. д. ярусов – с прописной буквы, если они грамматически не подчинены стоящему над ними заголовку верхнего яруса, и со строчной, если они грамматически подчинены ему.

Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. Рекомендуется 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 об его образовании, карьере, другие статьи. В сведениях следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует группам специальностей научных работников:

- 05.12.00 – "Радиотехника и связь" (05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения; 05.12.07 – Антенны, СВЧ устройства и их технологии; 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций; 05.12.14 – Радиолокация и радионавигация);
- 05.27.00 – "Электроника" (05.27.01 – Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и нанoeлектроника на квантовых эффектах; 05.27.02 – Вакуумная и плазменная электроника; 05.27.03 – Квантовая электроника; 05.27.06 – Технология и оборудование для производства полупроводников, материалов и приборов электронной техники);
- 05.11.00 – "Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы" в редакции приказа ВАК от 10.01.2012 № 5 (05.11.01 – Приборы и методы измерения по видам измерений; 05.11.03 – Приборы навигации; 05.11.06 – Акустические приборы и системы; 05.11.07 – Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы; 05.11.08 – Радиоизмерительные приборы; 05.11.10 – Приборы и методы для измерения ионизирующих излучений и рентгеновские приборы; 05.11.13 – Приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий; 05.11.14 – Технология приборостроения; 05.11.15 – Метрология и метрологическое обеспечение; 05.11.16 – Информационно-измерительные и управляющие системы (по отраслям); 05.11.17 – Приборы, системы и изделия медицинского назначения; 05.11.18 – Приборы и методы преобразования изображений и звука).

Указанные специальности представляются в журнале следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и наноэлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиофотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Рукописи аспирантов публикуются бесплатно.

Адрес редакционного совета: 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", Редакция журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru