

# известия высших учебных завелений *РОССИИ* РАДИОЗЛЕКТРОНИКА 2019

Индекс по каталогу «Пресса России» 45818

#### Учредитель:

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

Журнал основан в 1998 г. Издается 6 раз в год

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

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

#### Редакция журнала:

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

#### Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

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

© СПбГЭТУ "ЛЭТИ"

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

#### Главный редактор

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

#### Редакционная коллегия:

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

Piotr Samczynski, Prof., Dr., Варшавский технологический университет, Институт электронных систем

- *Thomas Seeger*, Prof., Dr., Университет Зигена (Германия)
- *Б. А. Калиникос*, д.ф.-м.н., проф., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

**Л. А. Мельников**, д.ф.-м.н., проф., Саратовский государственный технический университет им. Гагарина Ю.А.

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

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

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

В. В. Алексеев, д. т. н., проф., СПб.

Е. М. Антонюк, д. т. н., проф., СПб.

В. М. Балашов, д. т. н., проф., СПб.

В. И. Веремьёв, к. т. н., доц., СПб.

А. А. Головков, д. т. н., проф., СПб.

*В. П. Ипатов*, д. т. н., проф., СПб.

С. Б. Макаров, д. т. н., проф., СПб.

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

В. А. Обуховец, д. т. н., проф., Р. н/Д.

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

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

*Т. А. Исмаилов*, д. т. н., проф., Махачкала. *Н. В. Лысенко*, д. т. н., проф., СПб.

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

- *С. В. Селищев*, д.ф.-м.н., проф., НИУ Московский институт электронной техники
- *А. Л. Толстихина*, д.ф.-м.н., Институт кристаллографии им. А. В. Шубникова
- РАН (Москва) *А. Б. Устинов*, д.ф.-м.н., проф., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

им. В.И. Ульянова (Ленина)

*В. А. Царев*, д.т.н., проф., Саратовский государственный технический университет им. Гагарина Ю.А.

### Редакционный совет

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

ответственный секретарь В. А. Мейев,

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

Подписано в печать 20.02.19. Формат 60 × 84 1/8.

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

Уч.-изд. л. 11,31. Усл.-печ. л. 11,0. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.). Заказ 15.



# izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii rossii RADIOELEKTRONIKA

# RADIOELECTRONICS 2019

Subscription index in "Press of Russia" catalogue is 45818

#### Founder:

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

Founded in 1998 Issued 6 times a year

#### Editorial adress:

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

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

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

© ETU "LETI"

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

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

#### **Editorial Board**

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

#### **Editorial Council**

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

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

> Boris A. Panchenko, Dr. Sci. (Eng.), Visiting Professor, Ural Federal University
> Valery A. Pakhotin, Dr. Sci. in Mathematics and Physics, Prof., Immanuel Kant Baltic Federal University
> Anatoly D. Pluzhnikov, Dr. Sci. (Eng.), Prof, Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev
> Nikolay N. Potrakhov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"
> Alexandr V. Solomonov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., NRI Electron
> Sergey A. Tarasov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"
> Vyacheslav A. Shevtsov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., MAI (National Research University)
> 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"

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

# СОДЕРЖАНИЕ

Оригинальные статьи

— Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов
Боровицкий Д. С., Жестерев А. Е., Ипатов В. П., Мамчур Р. М. Оценка параметров эхосигнала спутникового высотомера методами статистической подгонки на стадии дообработки5
—∘ Телевидение и обработка изображений
Андреев Д. С. Применение методов обнаружения объектов к изображениям взлетно-посадочной полосы, полученным в условиях плохой видимости
— Электродинамика, микроволновая техника, антенны
<b>Гимпилевич Ю. Б., Зебек С. Е.</b> Квадратурный метод измерения комплексных параметров СВЧ-двухполюсников
—∘ Радиолокация и радионавигация
Купряшкин И. Ф., Соколик Н. В. Алгоритм обработки сигналов в радиолокационной системе с непрерывным частотно-модулированным излучением в интересах обнаружения малозаметных воздушных объектов, оценки их дальности и скорости движения
—∘ Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн
<b>Дурукан Я., Перегудов А. Н., Шевелько М. М.</b> Анализ коэффициента передачи акустического тракта датчика угловой скорости
— Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий
Баруздин С. А. Разрешающая способность модифицированного метода реконструкции и изображения по проекциям спиновой плотности в магниторезонансной томографии
Правила для авторов статей

## CONTENTS

Original articles

— Radio Electronic Facilities for Signal Transmission, Reception and Processing
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
—• Television and Image Processing
Andreev D. S. Object Detection Method Application to Runway Imagery in Low Visibility Conditions
—• Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas
Gimpilevich Yu. B., Zebek S. E. Quadrature Measurement Method for Complex Parameters of Microwave Two-Poles
—• Radiolocation and Radio Navigation
<b>Kupryashkin I. F., Sokolik N. V.</b> Algorithm of Signal Processing in the Radar System with Continuous Frequency Modulated Radiation for Detection of Small-Sized Aerial Objects, Estimation of their Range and Velocity
—• Measuring Systems and Instruments Based on Acoustic, Optical and Radio Waves
<b>Durukan Ya., Peregudov A. N., Shevelko M. M.</b> Analysis of Acoustic Path Transmission Factor for Angular Velocity Sensor
—• Medical Devices, Environment, Substances, Material and Product Control Equipment
<b>Baruzdin S. A.</b> Resolving Power of Modified Image Reconstruction Method in Spin Density Projections in Magnetic Resonance Imaging75
Author's Guide



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

https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-1-5-16 УДК 621.396.96

## Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев

АО "Российский институт радионавигации и времени" пр. Обуховской Обороны, д.120, лит. ЕЦ, Санкт-Петербург, 192012, Россия **В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур**<sup>⊠</sup> Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

## ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ЭХОСИГНАЛА СПУТНИКОВОГО ВЫСОТОМЕРА МЕТОДАМИ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ПОДГОНКИ НА СТАДИИ ДООБРАБОТКИ

Аннотация. Спутниковым радиовысотомерам принадлежит ключевая роль во многих миссиях дистанционного зондирования Земли из космоса. Данные, поставляемые ими, используются при решении разнообразных фундаментальных и прикладных задач геофизики, океанографии, метеорологии и др. В современных измерительных комплексах обработка данных спутникового альтиметра осуществляется в несколько этапов. Одним из них является наземная дообработка переданной с космического аппарата информации. В настоящей статье исследуются алгоритмы оценки альтиметрических параметров в ходе дообработки данных спутникового высотомера наземным комплексом. Основной задачей петли автосопровождения по времени высотомера на борту космического носителя является надежное удержание принимаемого эхосигнала в следящем окне. Уточненные оценки информационных параметров вырабатываются в наземном сегменте, куда данные с борта космического аппарата сбрасываются по телеметрической линии. Дообработка данных может осуществляться как без опоры на физическую модель эхосигнала, так и с учетом механизма формирования отклика подстилающей поверхности на зондирующий сигнал. В последнем случае существенно повышается достоверность результатов измерения. В статье за основу принята физическая модель отраженного эхосигнала, близкая к классической модели Брауна, синтезированы алгоритмы статистической подгонки ее параметров под наблюдения, а также приведены результаты компьютерного моделирования процедур подгонки по максимуму правдоподобия (МП) и методу наименьших квадратов (МНК). Сопоставление данных моделирования с границами Крамера-Рао демонстрирует заметный проигрыш процедуры МНК по отношению к потенциалу, тогда как экспериментальная точность МП-подгонки практически совпадает с потенциальной.

**Ключевые слова:** спутниковый высотомер, эхосигнал, физическая модель, дообработка, подгонка, дискриминатор, оценка по максимуму правдоподобия, метод наименьших квадратов

**Для цитирования:** 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. Т. 22, № 1. С. 5–16. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-5-16

Dmitry S. Borovitsky, Alexander E. Zhesterev JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time" 120, Lt. EC5, Obukhovskoy Oborony pr., 192012, St. Petersburg, Russia Valery P. Ipatov, Ruslan M. Mamchur Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" 5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

## ESTIMATION OF SATELLITE ALTIMETER ECHO-SIGNAL PARAMETERS BY STATISTICAL FITTING METHODS IN THE COURSE OF RETRACKING

**Abstract.** Satellite radar altimeters play a key role in numerous space missions for the remote Earth sensing. The data they provide are used in solving various fundamental and applied problems of geophysics, oceanography, meteorology, etc. In many modern measuring systems the altimeter data is processed in several stages. One of them is the ground-based retracking of the information streamed from the spacecraft. The goal of this work is to study altimeter parameter estimators in the course of the satellite altimeter data retracking by ground-based complex. The main task of delay-lock loop onboard a satellite carrier is a reliable keeping of received echo-signal within the tracking window. More accurate estimates of information parameters are worked out by the ground segment where data from the satellite is delivered via telemetry. Retracking can be performed either without using any physical echo model, or relying on some mechanism under generation of response of an illuminated surface to the probing signal. In the latter case, the measuring results become more trustworthy. The paper deliberations are based on the model close to the classical Brown's one, they include algorithms of its parameters statistical fitting to the observation and computer simulation of fitting according to the maximal likelihood (ML) and the least squares (LS) methods. The results obtained are compared to the potential attainable and show that while LS fitting yields noticeably to the potential, experimental accuracy of ML-fitting practically coincides with the potential one.

**Key words:** satellite altimeter, echo-signal, physical model, retracking, fitting, discriminator, maximum likelihood estimate, least squares estimate

**For citation:** 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 Russian)

Введение. Спутниковый радиовысотомер (альтиметр) – важная часть современных комплексов дистанционного зондирования и мониторинга Земли из космоса. В основе его работы лежит традиционный принцип импульсной радиолокации, состоящий в извлечении информации о расстоянии до подстилающей поверхности из запаздывания отраженного импульса относительно излучаемого. По характеристикам принимаемого эхосигнала высотомер также может определить степень взволнованности исследуемой морской поверхности и ряд других параметров. Получаемые с высотомера данные могут быть использованы для решения широкого перечня задач: геофизических, океанографических, экологических и др. [1], [2].

Обработка включает в себя 3 этапа [1], [2]:

 первичную обработку на борту космического аппарата (КА), в рамках которой происходит слежение за запаздыванием и уровнем принимаемого эхосигнала;

 дообработку в наземном комплексе с целью максимального уточнения предварительных оценок альтиметрических параметров с использованием различных процедур фильтрации/сглаживания;

 постобработку, в задачи которой входит учет совокупности физических факторов, которые могут влиять на достоверность результатов измерений.

В настоящей статье исследованы вопросы оценки информационных параметров эхосигнала на этапе дообработки. Элемент, вырабатывающий подобные оценки для нескольких параметров, назовем многомерным дискриминатором. В англоязычных публикациях по спутниковой альтиметрии за элементом такого рода и соответствующей процедурой закрепились термины retracker и retracking, не имеющие пока столь же краткого русского эквивалента.

Примем во внимание, что КА передает в наземный комплекс в сигнале телеметрии усредненные за десятки или сотни зондирований реализации принятых эхосигналов (усредненные эхосигналы). Последовательность таких усредненных эхосигналов (по терминологии [3] – профилей) и служит исходными наблюдениями при дообработке. В рамках задачи статистической подгонки параметры детерминированной функции времени подбираются с целью достижения ее максимального сходства с последовательностью наблюдаемых отсчетов. В принципе подгоняемая кривая может выбираться лишь из соображений визуального сходства с наблюдаемым эхосигналом и не отражать реальной природы последнего. В [4] авторами настоящей статьи исследованы алгоритмы дообработки на базе так называемых робастных дискриминаторов, не опирающихся на какую-либо физическую модель эхосигнала высотомера. Однако очевидно, что увязка модельной кривой с известным механизмом формирования отклика исследуемой поверхности на зондирующий сигнал существенно повышает степень доверия к результатам подгонки. В связи с этим в настоящей статье исследуется вопрос дискриминирования на базе физической модели отраженного сигнала спутникового высотомера.

Физическая модель эхосигнала спутникового высотомера. Все применяемые модели усредненного эхосигнала (профиля мощности) в той или иной мере опираются на допущение о том, что он представляет собой суперпозицию откликов независимых элементарных зеркальных отражателей в пределах засвечиваемого антенной пятна [3]. Одной из исторически первых и наиболее часто упоминаемых является модель Брауна [1]–[3], [5], [6] и др.:

$$P_{\rm r}(t) = A_{\rm l} \begin{cases} \exp\left(-\frac{4}{\gamma}\sin^2\xi\right)F\left(\frac{t}{\sigma_c}\right), \ t < 0, \\ \exp\left(-\frac{4}{\gamma}\sin^2\xi - \frac{4ct}{\gamma h}\cos 2\xi\right) \times \\ \times I_0\left(\frac{4}{\gamma}\sqrt{\frac{ct}{h}}\sin 2\xi\right)F\left(\frac{t}{\sigma_c}\right), \ t \ge 0, \end{cases}$$
(1)

где  $A_1$  – масштабный коэффициент, не влияющий на форму усредненного эхосигнала;  $\gamma = \theta_0^2/(2 \ln 2)$  – показатель остроты луча диаграммы направленности антенны в гауссовском приближении;  $\xi$  – угловое отклонение луча антенны от направления в надир;  $F(\cdot)$  – интеграл вероятности;  $\sigma_c = \sqrt{\sigma_p^2 + (2\sigma_z/c)^2}$ ; c – скорость света; h – высота орбиты КА;  $I_0(\cdot)$  – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка, причем  $\theta_0$  – ширина луча антенны по уровню половинной мощности;  $\sigma_p \approx 0.425\Delta_0$  ( $\Delta_0$  – длительность гауссовского эквивалента сжатого зондирующего импульса по уровню половинной мощности);  $\sigma_z$  – среднеквадратическое отклонение (СКО) возвышения за счет волнения водной поверхности. Время *t* отсчитывается от момента 2h/c.

При получении выражения (1) в [5] использовалось приближение операции свертки, корректность которого неочевидна. Кроме того, не вполне удобно сшивание двух временных отрезков кривой (1). Поэтому в [3], [7] предложен альтернативный вариант модели, справедливый для антенны высотомера с узким лучом ( $\theta_0 < 1^\circ$ ) и малых отклонений луча от вертикали ( $\xi < \theta_0/6$ ). Полученная при этом модель в отсутствие волнения ( $\sigma_z = 0$ ) имеет вид

$$P_{\rm r0}(t) = A_2 F \left[ 2\sqrt{\beta} \left( t - \frac{\alpha \eta}{4\beta} \right) \right] \exp \left[ -\alpha \eta \left( t - \frac{\alpha \eta}{8\beta} \right) \right], (2)$$

где нулевой индекс у  $P_{r0}(t)$  отражает факт отсутствия волнения;  $A_2$  – масштабный коэффициент;  $\beta = (2 \ln 2)/\Delta_0^2$  – показатель скорости убывания колокольного импульса;  $\alpha = 4c/(\gamma h)$ ;  $\eta = 1 - 4\xi^2/\gamma$ . Отметим, что множитель  $\exp(-4\xi^2/\gamma)$  в (2) отброшен, так как в актуальной области переменных он практически не отличается от единицы (при  $\xi < 0.2^\circ$ ,  $\theta_0 = 0.6^\circ 1 - \exp(-4\xi^2/\gamma) < 10^{-8}$ ). Некоторое расширение зоны действенности (2) по отклонению от вертикали достигается приближением второго порядка для функции Бесселя [8] в ходе вывода этого равенства, что модифицирует модельную кривую как

$$P_{r0}(t) = A_2 \left( 2F \left\{ 2\sqrt{\beta} \left[ t - \alpha \eta_1 / (4\beta) \right] \right\} \times \exp \left\{ -\alpha \eta_1 \left[ t - \alpha \eta_1 / (8\beta) \right] \right\} - F \left\{ 2\sqrt{\beta} \left[ t - \alpha / (4\beta) \right] \right\} \exp \left\{ -\alpha \left[ t - \alpha / (8\beta) \right] \right\} \right), \quad (3)$$

где  $\eta_1 = 1 - 2\xi^2 / \gamma$ . При отклонении луча от вертикали  $\xi = 0.2^\circ$  какие-либо отличия в поведении профилей, рассчитанных согласно (1) и (3), отсутствуют [3]. Даже при увеличении  $\xi$  до 0.25° разница между этими кривыми минимальна.

Переход от (2), (3) к соотношениям, учитывающим волнение водной поверхности, осуществляется с помощью свертки  $P_{r0}(t)$  с плотностью вероятности  $W_z(z)$  возвышения волны *z* относительно среднего уровня [2], [5]–[7], [9], [10]:





$$P_{\rm r}(t) = \frac{c}{2} \int_{-\infty}^{\infty} W_z\left(\frac{cu}{2}\right) P_{\rm r0}(t-u) du, \qquad (4)$$

где u = 2z/c.

Простейшим из принятых в литературе приближений плотности вероятности  $W_z(z)$  является гауссовское. При этом, как показано в [3], для колокольного зондирующего импульса операция (4) эквивалентна его растяжению по времени, так что вычисление среднего профиля мощности сводится к подстановке в (2), (3) вместо  $\beta$  измененной величины:

$$\beta_1 = \frac{\beta}{1 + 16\beta \left(\sigma_z/c\right)^2}.$$
(5)

При волнении водной поверхности между моделями Брауна (1) и (2), (3) (при подстановке в последние (5)) обнаруживается расхождение, проиллюстрированное кривыми на рис. 1, *a*, *б* (кривые *l* соответствуют модели Брауна, кривые 2 – модели (2), (3)), построенными для следующих исходных данных: h = 1000 км,  $\theta_0 = 0.6^\circ$ ,  $\Delta_0 \approx 1/W$  (ширина спектра зондирующего импульса W = 320 МГц),  $\xi = 0^\circ$ ,  $\sigma_z = 2$  м (рис. 1, *a*); 5 м (рис. 1, *б*). Как следует из рисунков, указанное расхождение возрастает по мере роста  $\sigma_z$ . Наблюдаемый сдвиг эпюра модели Брауна *l* влево приводит к смещению оценки запаздывания, подлежащему компенсации при калибровке. Причина сдвига, по мнению авторов настоящей статьи, кроется в довольно грубом приближении, использованном в [5] при вычислении свертки (4), предполагающем ширину плотности вероятности  $W_z(z)$  малой по сравнению с интервалом существенных вариаций второго операнда в (4). В подтверждение этому на рис. 1, в и г приведены графики для прежних значений  $\sigma_z$ , рассчитанные для модели Брауна с усреднением согласно (4) при использовании в качестве  $P_{r0}(t)$  зависимости (1) при  $\sigma_z = 0$  ( $\sigma_c = \sigma_p$ ). Как видно, теперь кривые для модели Брауна полностью совпадают с таковыми для модели (2), (3) с учетом модификации (5) параметра β.

Как итог для подгонки измеряемых параметров под наблюдения были отобраны модели эхосигнала (2), (3).

Синтез многомерного дискриминатора. Обратимся теперь к практическим механизмам статистической подгонки модельной кривой под отсчеты усредненного по N зондированиям эхосигнала в следящем окне. Асимптотически (при большом превышении сигнала над шумом) оптимальной стратегией подгонки является метод максимума правдоподобия (ММП). В [3], [11], [12] показано, что в рамках допущения независимости сигнальных отсчетов достаточная статистика для оценивания альтиметрических параметров имеет вид

$$Z(\mathbf{\Lambda}) = \frac{1}{2\sigma_{n}^{2}} \sum_{k=1}^{N} \sum_{i=-n_{c}/2+1}^{n_{c}/2} \frac{q\phi(i\delta; \mathbf{\Lambda}) y_{k}^{2}(i\delta)}{1 + q\phi(i\delta; \mathbf{\Lambda})} - N \sum_{i=-n_{c}/2+1}^{n_{c}/2} \ln[1 + q\phi(i\delta; \mathbf{\Lambda})], \qquad (6)$$

где  $\sigma_n^2$  – мощность аддитивного шума;  $n_c$  – число отсчетов в пределах следящего окна, полагаемое четным; q – отношение "сигнал/шум" по мощности;  $\phi(t; \Lambda)$  – нормированная к максимальному значению модельная кривая, задаваемая вектором измеряемых параметров Λ:  $y_k(t)$  – огибающая наблюдаемой смеси эхосигнала с шумом на *k*-м зондировании  $(k = \overline{1, N}); \delta$ интервал дискретизации. В вектор Л включены любые измеряемые параметры, кроме параметра q, учтенного в (6) отдельно. Таким образом, ММП-оценка предполагает подстановку в (6) наблюдаемых отсчетов и максимизацию полученной функции  $Z(\Lambda)$  по  $\Lambda$  и q. Последний параметр часто включают в число измеряемых, поскольку он зависит от удельной площади рассеяния исследуемого участка, несущей важную океанографическую и геофизическую информацию.

Заметим, что  $u_i(\Lambda) = 1 + q\varphi(i\delta; \Lambda)$  есть не что иное, как *i*-й отсчет предвычисленной усредненной кривой мощности зашумленного эхосигнала в зависимости от параметра  $\Lambda$  после нормировки к среднему значению продетектированного шума  $P_n = 2\sigma_n^2$ . Введем аналогичную нормировку для накопленных за N зондирований наблюдений:

$$\hat{u}_{i} = \frac{1}{2N\sigma_{n}^{2}} \sum_{k=1}^{N} y_{k}^{2} (i\delta, \Lambda), \quad i = -\frac{n_{c}}{2} + 1, \quad \frac{n_{c}}{2}. \quad (7)$$

Добавив и вычтя единицу в числителе в первой сумме (6), после отбрасывания слагаемого, не зависящего от измеряемых параметров, придем к достаточной статистике:

$$Z(\mathbf{\Lambda}) = -N \sum_{i=-n_{\rm c}/2+1}^{n_{\rm c}/2} \left[ \frac{\hat{u}_i}{u_i(\mathbf{\Lambda})} + \ln u_i(\mathbf{\Lambda}) \right].$$
(8)

Максимизация (8) по  $\Lambda$ , *q* может быть выполнена с использованием стандартных процедур поиска экстремума функций многих переменных, к примеру, алгоритма наискорейшего спуска. При этом из-за нелинейности целевой функции относительно компонент Л возникает проблема локализации ее глобального максимума на фоне побочных. При достаточно компактной области начальной неопределенности значений  $\Lambda$ , q возможен и переборный поиск ММП-оценки. Так, при начальной неопределенности в 3 нс, 2 м и 2 дБ по задержке, значимой высоте волны и уровню сигнала относительно шума соответственно для сужения зоны неопределенности по каждому из этих параметров на 2 порядка потребуется перебор на сетке, содержащей 10<sup>6</sup> узлов. Реализация сопутствующих этому вычислительных процедур в режиме камеральной дообработки вполне осуществима.

Полезное приближение достаточной статистики можно получить, прибегнув к гауссовской аппроксимации переменных (7), оправданной при  $N \gg 1$ . Слагаемое  $v_i = y_k^2 (i\delta; \Lambda)$  в (7) подчиняется экспоненциальному распределению:

$$W(v_i) = \begin{cases} \lambda \exp(-\lambda v_i), \ v_i \ge 0, \\ 0, \ v_i < 0 \end{cases}$$

с математическим ожиданием  $\overline{v}_i = 1/\lambda = 2\sigma_n^2 u_i(\Lambda)$ и дисперсией  $\lambda^{-2} = 4\sigma_n^4 u_i^2(\Lambda)$  [13], так что среднее и дисперсия переменной (7) равны  $u_i(\Lambda)$  и  $u_i^2(\Lambda)/N$  соответственно. Пусть  $\hat{\mathbf{u}} - n_c$ -мерный вектор наблюдений (7). Тогда функция правдоподобия  $W(\hat{\mathbf{u}}|\Lambda)$  относительно параметра  $\Lambda$  в гауссовском приближении запишется как

$$W(\hat{\mathbf{u}}|\mathbf{\Lambda}) =$$

$$= \prod_{i=-n_{c}/2+1}^{n_{c}/2} \frac{1}{\sqrt{2\pi/N}u_{i}(\mathbf{\Lambda})} \exp\left\{-\frac{\left[\hat{u}_{i}-u_{i}(\mathbf{\Lambda})\right]^{2}N}{2u_{i}^{2}(\mathbf{\Lambda})}\right\}.$$

( . . . . .

Логарифмирование последнего равенства и отбрасывание членов, не зависящих от варьируемого параметра  $\Lambda$ , приводит к достаточной статистике:

$$\chi^{2}(\mathbf{\Lambda}) = \sum_{i=-n_{c}/2+1}^{n_{c}/2} \left\{ \frac{\left[\hat{u}_{i} - u_{i}(\mathbf{\Lambda})\right]^{2}}{u_{i}^{2}(\mathbf{\Lambda})} + \frac{2}{N} \ln u_{i}(\mathbf{\Lambda}) \right\}, (9)$$

минимизация которой по  $\Lambda$ , q и даст искомую ММП-оценку измеряемых параметров. Зависимость

второго слагаемого в фигурных скобках от  $\Lambda$ , q очевидно слабее, чем первого, поэтому в первом приближении его можно не учитывать в ходе минимизации (9), что упростит последнее выражение до вида

$$\chi^{2}(\mathbf{\Lambda}) \approx \sum_{i=-n_{c}/2+1}^{n_{c}/2} \left[ \frac{\hat{u}_{i} - u_{i}(\mathbf{\Lambda})}{u_{i}(\mathbf{\Lambda})} \right]^{2} =$$
$$= \sum_{i=-n_{c}/2+1}^{n_{c}/2} \left[ \frac{\hat{u}_{i}}{u_{i}(\mathbf{\Lambda})} - 1 \right]^{2}.$$
(10)

Таким образом, процедура оценивания альтиметрических параметров свелась к применению взвешенного МНК [1], [8], [14]–[17]. Веса  $w_i = 1/u_i(\Lambda)$ , участвующие в формировании метрики (10), выравнивают наблюдаемые отсчеты по уровню флюктуаций эхосигнала.

Хотя в рамках допущения  $N \gg 1$  статистика (10) достаточна для получения ММП-оценки, во многих публикациях предпочтение отдается невзвешенному МНК, предполагающему минимизацию по  $\Lambda$  квадрата евклидова расстояния

$$\chi^{2}(\boldsymbol{\Lambda}) \approx \sum_{i=-n_{c}/2+1}^{n_{c}/2} \left[ \hat{u}_{i} - u_{i}(\boldsymbol{\Lambda}) \right]^{2}.$$
(11)

Задача минимизации нелинейных метрик (10) и (11) может решаться на основе обычной итерационной процедуры Ньютона. Ограничимся далее невзвешенным МНК, признанным предпочтительным в ряде работ [1], [8], [16]. Соответствующие результаты переносятся на взвешенный вариант без особого труда. Если  $\hat{\Lambda}_m$  – оценка параметра  $\Lambda$  на *m*-й итерации, результат следующей выразится равенством [1], [8], [16]:

$$\hat{\boldsymbol{\Lambda}}_{m+1} = \hat{\boldsymbol{\Lambda}}_m - g \left( \boldsymbol{G}_m^{\mathrm{T}} \boldsymbol{G}_m \right)^{-1} \boldsymbol{G}_m^{\mathrm{T}} \left( \hat{\boldsymbol{\mathsf{u}}} - \boldsymbol{G}_m \hat{\boldsymbol{\Lambda}}_m \right),$$

где 0 < g < 1 – коэффициент усиления;  $G_m$  – матрица частных производных функции  $u_i(\Lambda)$  по измеряемым параметрам на *m*-й итерации, т. е. в точке  $\Lambda = \hat{\Lambda}_m$ ; "-1" и "т" – символы обращения и транспонирования матриц соответственно. Матрица  $G_m$ , часто именуемая градиентной, имеет размер  $n_c \times n_\lambda$ , где  $n_\lambda$  – число оцениваемых по наблюдениям величин.

Пусть измерению подлежат 3 параметра: задержка  $\tau$  эхосигнала, значимая высота волны (SWH)  $H_{\rm W}$  и отношение "сигнал/шум" q. При замене зондирующего сигнала эквивалентным колокольным и гауссовском приближении плотности вероятности возвышения волны измерение параметра  $H_{\rm W} \approx 4\sigma_z$  сведется к измерению параметра β, определяющего длительность "растянутого" морским волнением зондирующего импульса [3], [7]. Будем ориентироваться на версию (2) модели усредненного эхосигнала, относящуюся по терминологии [8], [16] к брауновским моделям первого порядка. Одновременное измерение уровня сигнала и отклонения  $\xi$  антенной оси от вертикали в рамках подобной модели практически нереализуемо, в связи с чем ранее вторая из названных величин и исключена из состава измеряемых. Указанную трудность в ряде работ [1], [8], [14], [16] предлагается обходить за счет извлечения информации о значении ξ из данных параллельных систем с тем, чтобы далее трактовать параметр  $\xi$  в (2) как априори известный. Альтернативный путь, исследовавшийся в [8], [16], состоит в переходе к модели эхосигнала второго порядка (типа (3)), снижающей корреляцию оценок антенного отклонения и уровня сигнала. Поскольку, однако, действенность этого подхода убедительно не подтверждена, будем придерживаться варианта доступности "сторонних" данных о значении Е. Модельная функция (2) после нормировки примет вид:

$$\varphi(t; \Lambda) =$$
  
=  $F \left\{ 2\sqrt{\beta} \left[ t - \alpha \eta / (4\beta) \right] \right\} \exp \left\{ -\alpha \eta \left[ t - \alpha \eta / (8\beta) \right] \right\} / D$ , где

$$D = \max_{t} \left( F \left\{ 2\sqrt{\beta} \left[ t - \alpha \eta / (4\beta) \right] \right\} \times \exp \left\{ -\alpha \eta \left[ t - \alpha \eta / (8\beta) \right] \right\} \right).$$

С учетом изложенного  $\Lambda = (\tau, \beta)^{T}$ , и элементы  $G_{i,j}^{m}$  градиентной матрицы  $G_{m}$ , имеющей размеры  $n_{c} \times 3$ , в случае  $\xi = 0$  определятся равенствами [3]:

$$G_{i,1}^{m} = \frac{\partial u_{i}(\mathbf{\Lambda})}{\partial q} \bigg|_{\mathbf{\Lambda} = \hat{\mathbf{\Lambda}}_{m}} = \varphi(i\delta; \hat{\mathbf{\Lambda}}_{m}); \qquad (12)$$

$$G_{i,2}^{m} = \hat{q}_{m} \left. \frac{\partial \varphi(i\delta - \tau; \Lambda)}{\partial \tau} \right|_{\Lambda = \hat{\Lambda}_{m}}; \qquad (13)$$

$$G_{i,3}^{m} = \hat{q}_{m} \left. \frac{\partial \varphi(i\delta - \tau; \Lambda)}{\partial \beta} \right|_{\Lambda = \hat{\Lambda}_{m}}, \qquad (14)$$

где  $\hat{\Lambda}_m = (\hat{\tau}_m, \hat{\beta}_m)^{\mathrm{T}}; \hat{q}_m, \hat{\tau}_m$  и  $\hat{\beta}_m$  – оценки параметров  $q, \tau$  и  $\beta$  соответственно, выработанные

по итогам *m* предшествующих итераций;  $i = -n_c/2 + 1, n_c/2.$ 

Дальнейшая аналитическая расшифровка (12)–(14) нецелесообразна в силу чрезвычайной громоздкости итоговых формул. Так как все расчеты возлагаются на компьютер, необходимые производные находятся численным путем.

Моделирование работы многомерного дискриминатора. Как уже отмечалось, подгонка на основе прямого перебора в режиме камеральной дообработки может оказаться вполне осуществимой в плане потребного вычислительного ресурса. Помимо этого ее неоспоримым достоинством является отсутствие рисков перепутывания глобального экстремума целевой функции с побочными и расходимости итераций. В популярных публикациях по дообработке альтиметрической информации [1], [8], [14]-[18] внимание сфокусировано на итерационной подгонке, тогда как переборные алгоритмы почти не упоминаются. В противовес этому, здесь моделированию дискриминаторов с переборной подгонкой отданы приоритетные позиции с целью демонстрации как высокой точности соответствующих процедур, так и их умеренных ресурсных затрат.

С точки зрения последнего фактора предпочтительным представляется невзвешенный алгоритм МНК (11). Начнем с его моделирования применительно к упрощенному сценарию, когда оценке подлежат лишь 2 параметра: время запаздывания эхосигнала τ (эквивалентно – высота КА над зондируемой поверхностью) и значимая высота волны H<sub>w</sub>. В обоснование подобной суженной постановки можно напомнить, что оценка интенсивности сигнала часто выполняется с помощью отдельного контура авторегулировки усиления, а уровень шума можно оценить по участкам временной оси, заведомо свободным от эхосигнала. В компьютерных экспериментах были использованы следующие параметры: высота орбиты КА *h* = 1000 км. полоса сигнала W = 300 МГц, ширина луча антенны по уровню половинной мощности  $\theta_0 = 0.6^\circ$ , число зондирований N = 100. Экспериментальные результаты в виде диаграмм рассеяния оценок относительно истинных значений измеряемых параметров приведены на рис. 2 для ряда комбинаций истинных значений запаздывания и значимой высоты волны. При построении всех диаграмм использовались одни и те же значения числа испытаний  $N_{\rm t} = 500$  и отношения "сигнал/шум" q = 10 дБ.

Рис. 2 позволяет видеть, что при  $H_{w0} \ge 2$  м рассеяние оценок в достаточной мере симметрично относительно истинных значений измеряемых параметров  $\tau_0$  и  $H_{w0}$  (показаны ромбовидными белыми маркерами), указывая на отсутствие существенных смещений. Кроме того, флюктуации возвышения морской поверхности эквивалентны изменениям мгновенной высоты орбиты КА, что ожидаемо приведет к корреляции оценок запаздывания и значимой высоты волны. В приведенных диаграммах эта корреляция подтверждается поворотом области рассеяния по отношению к координатным осям.

Для сопоставления точности МНК-оценок с потенциально достижимой конкретизируем применительно к рассматриваемому двухпараметрическому случаю границу Крамера–Рао. В отличие от редакции последней в [3] откажемся от интегральных приближений элементов информационной матрицы Фишера, приняв за основу исходное дискретное представление логарифма функции правдоподобия (8). С точки зрения вычислительных затрат обе опции примерно равноценны, однако дискретное представление в точности согласуется с операциями реальной дообработки.

Для оцениваемых запаздывания  $\tau$  и значимой высоты волны  $H_{\rm W}$  усредненный логарифм функции правдоподобия определяется следующим образом:

$$\overline{Z(\tau, H_{\mathrm{w}})} = -N \sum_{i=-n_{\mathrm{c}}/2+1}^{n_{\mathrm{c}}/2} \left\{ \frac{1+q\varphi(i\delta; \tau_{0}, H_{\mathrm{w}0})}{1+q\varphi(i\delta; \tau, H_{\mathrm{w}})} + \ln\left[1+q\varphi(i\delta; \tau, H_{\mathrm{w}})\right] \right\}.$$

Продифференцировав полученное выражение, для элементов 2×2-матрицы Фишера Ф получим по аналогии с соответствующими интегральными равенствами из [3], [12]:

$$\Phi_{\tau\tau} = -\frac{\partial^2 \overline{Z(\tau, H_w)}}{\partial \tau^2} \bigg|_{\substack{\tau = \tau_0 \\ H_w = H_{w0}}} =$$
$$= Nq^2 \sum_{i=-n_c/2+1}^{n_c/2} \left[ \frac{\frac{\partial \varphi(i\delta; \tau, H_{w0})}{\partial \tau} \bigg|_{\tau = \tau_0}}{1 + q\varphi(i\delta; \tau_0, H_{w0})} \right]^2; \quad (15)$$



$$\times \frac{\frac{\partial \varphi(i\delta; \tau_0, H_w)}{\partial H_w}}{1 + q\varphi(i\delta; \tau_0, H_{w0})} \bigg]^2.$$
(17)

Обратив матрицу Фишера

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_{\tau\tau} & \Phi_{\tau H} \\ \Phi_{H\tau} & \Phi_{HH} \end{bmatrix},$$

придем к матрице

$$\Phi^{-1} = C = \begin{bmatrix} C_{\tau\tau} & C_{\tau H} \\ C_{H\tau} & C_{HH} \end{bmatrix}$$

диагональные элементы которой

$$C_{\tau\tau} = \frac{\Phi_{HH}}{\Phi_{\tau\tau}\Phi_{HH} - \Phi_{\tau H}^{2}},$$
$$C_{HH} = \frac{\Phi_{\tau\tau}}{\Phi_{\tau\tau}\Phi_{HH} - \Phi_{\tau H}^{2}}$$

есть нижние границы дисперсий оценок запаздывания и высоты волны соответственно. Таким образом, искомые границы Крамера–Рао для СКО  $\sigma_{\tau}$ ,  $\sigma_{H}$  измеряемых параметров имеют вид:

$$\sigma_{\tau} \ge \sqrt{\frac{\Phi_{HH}}{\Phi_{\tau\tau}\Phi_{HH} - \Phi_{\tau H}^2}};$$
(18)

$$\sigma_H \ge \sqrt{\frac{\Phi_{\tau\tau}}{\Phi_{\tau\tau}\Phi_{HH} - \Phi_{\tau H}^2}}.$$
 (19)

Левые части оптимальных оценок (18), (19) асимптотически (при  $q \gg 1$  или при стремящемся

к бесконечности объеме наблюдений) сходятся к правым, устанавливающим тем самым потенциально достижимые точности измерений  $\tau$  и  $H_{\rm w}$ .

Отметим, что для программирования процедуры расчета границ (18), (19) явные выражения производных в (15)–(17) неудобны в силу чрезвычайной громоздкости, поэтому эти производные находились численным методом.

В таблице приведены точностные показатели оценок по МНК и ММП в сравнении с границами Крамера–Рао (18), (19), полученные при прежних исходных данных (h = 1000 км, W = 300 МГц,  $\theta_0 = 0.6^\circ$ , N = 100, q = 10 дБ) для ряда значений значимой высоты волны  $H_{w0}$ .

Как можно видеть, проигрыш МНК-оценок запаздывания потенциально достижимым оценкам, выраженный через отношение соответствующих СКО, не превышает 33 %, тогда как аналогичная цифра для высоты волны составляет 45...97 %. Заметно лучше в этом плане ММПоценки, формируемые согласно алгоритму (8), полученные одновременно с моделированием оценок МНК. СКО ММП-оценок измерения запаздывания отличаются от СКО потенциально достижимых оценок на единицы процентов, т. е. в пределах статистической погрешности, что неудивительно в свете асимптотической эффективности ММП-оценок [13], [19], [20]. Расхождение этих оценок с потенциальными для высоты волны несколько больше (до 20%), однако и оно ни в коей мере не является критическим. Указанные соотношения графически представлены на рис. 3, где в

Сравнение результатов моделирования с потенциально достижимыми Comparison of Simulation Results with the Potentially Achievable Ones

Параметр	Метод оценки Estimation Method	H <sub>w0</sub> , м Н <sub>w0</sub> , m							
Parameter		2	4	8	12	14	16	18	20
	Граница Крамера–Рао Cramer–Rao Bound	0.305	0.462	0.556	0.635	0.640	0.675	0.705	0.714
$\sigma_{\tau}$ , HC $\sigma_{\tau}$ , NS	MHK Least Squares Method	0.396	0.489	0.608	0.757	0.820	0.896	0.919	0.951
	ММП Maximum Likelihood Method	0.318	0.420	0.524	0.612	0.634	0.665	0.674	0.692
$\sigma_H$ , см $\sigma_H$ , ст	Граница Крамера–Рао Cramer–Rao Bound	15.5	24.0	25.7	28.5	27.6	29.0	30.3	30.0
	MHK Least Squares Method	30.5	35.3	38.8	41.9	42.7	43.8	43.9	43.8
	ММП Maximum Likelihood Method	18.4	20.0	26.1	26.7	28.2	28.2	29.4	29.6



*Puc. 3.* СКО оценок *Fig. 3.* Standard Deviation of Estimates (line – Cramer–Rao; markers: circular – least square method, rectangular – maximum likelihood method)

функции от истинного значения значимой высоты волны сплошными линиями показаны СКО потенциально достижимых оценок, круглыми маркерами -СКО МНК-оценок, квадратными - СКО ММПоценок (маркеры представляют результаты математического моделирования). Отметим, что ломаный характер графиков границ Крамера-Рао связан с дискретностью наблюдений. Дело в том, что информация о времени прихода эхосигнала и высоте волны содержится главным образом в положении и крутизне нарастающего фронта усредненного профиля мощности. При дискретизации с шагом, обратным ширине спектра сигнала (близким к длительности сжатого зондирующего импульса), участки большой крутизны фронта по мере роста высоты волны (растяжения фронта профиля эхосигнала) попеременно попадают то на отсчетные точки, то между ними, что и приводит к скачкообразному изменению рассматриваемых кривых.

В отношении потребляемого вычислительного ресурса переборные ММП-оценки и МНК-оценки практически равноценны, так что предпочтительность первых может показаться априори очевидной. В то же время чувствительность этих методов к отклонениям реального эхосигнала от постулированной модели является фактором, заслуживающим отдельного исследования и способным повлиять на выбор того или иного метода. Компьютерное моделирование дало обнадеживающие ориентиры в плане требуемого вычислительного ресурса.

Заключение. В настоящей статье проанализированы многомерные дискриминаторы, осуществляющие подгонку параметров модифицированной модели Брауна эхосигнала под наблюдения. Синтезированы алгоритмы подгонки на основе ММП и МНК. Получены выражения границ Крамера– Рао для измеряемых параметров, используемые далее как эталон при компьютерном моделировании исследуемых процедур. В результате моделирования выявлен заметный проигрыш по точности МНК-оценок запаздывания и значимой высоты волны относительно потенциальных границ. В то же время, как показано, экспериментальные точностные показатели подгонки по ММП практически не отличаются от теоретически возможных.

## 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 and A. Cazenave. San Diego: Academic Press, 2001, P. 1–132.

3. Вопросы построения радиоинтерфейса спутникового высотомера / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур; под ред. В. П. Ипатова. СПб.: БХВ-Петербург, 2017. 192 с.

4. 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 5. Brown G. S. The Average Impulse Response of a Rough Surface and its Applications // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1977. Vol. AP-25, № 1. P. 67–74. doi: 10.1109 /TAP.1977.1141536

6. Hayne G. S. Radar Altimeter Mean Return Waveforms from Near-Normal-Incidence Ocean Surface Scattering // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1980. Vol. AP-28, № 5. P. 687–692. doi: 10.1109/TAP.1980.1142398

7. Аналитическая модель эхосигнала спутникового высотомера / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 3. С. 39–45.

8. 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

9. Barrick D. E., Lipa B. J. Analysis and Interpretation of Altimeter Sea Echo // Advances in Geophysics. 1985. Vol. 27. P. 61–100. doi: 10.1016/S0065-2687(08)60403-3

10. Moore R. K., Williams C. S. Radar Terrain Return at near-Vertical Incidence // Proc. IRE. 1957. Vol. 45, № 2. P. 228–238. doi: 10.1109/JRPROC.1957.278394

11. Потенциальная точность измерения запаздывания отраженного сигнала космическим альтиметром / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 2. С. 5–11.

12. Потенциальная точность совместной оценки параметров радиовысотомером космического базирования / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 4. С. 33–41.

13. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 624 с.

14. The U.K. EODC ERS-1 altimeter oceans processing scheme / R. T. Tokmakian, P. G. Challenor, T. H. Guymer, M. A. Srokosz // Intern. J. of Remote Sensing.

Статья поступила в редакцию 24 августа 2018 г. Статья принята к публикации 11 февраля 2019 г. 1994. Vol. 15, № 4. P. 939–962. doi: 10.1080 /01431169408954126

15. Challenor P. G., Srokosz M. A. The Extraction of Geophysical Parameters from Radar Altimeter Return from a Non-Linear Sea Surface // Mathematics in remote sensing / ed. by S. R. Brooks. Oxford: Clarendon Press, 1989. P. 257–268.

16. 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, №. 3–4. P. 201–238. (Special Issue: Jason-1 Calibration/Validation). doi: 10.1080 /714044519

17. Sandwell D. T., Smith W. H. F. Retracking ERS-1 Altimeter Waveforms for Optimal Gravity Field Recovery // Geophys. J. Int. 2005. Vol. 163, №. 1. P. 79–89. doi: 10.1111/j.1365-246X.2005.02724.x

18. Плешаков Д. И. Определение высоты спутника "ГЕО-ИК-2" над морской поверхностью // Альманах современной метрологии. 2015. № 3. С. 132–141.

19. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.

20. Радиотехнические системы: учеб. для вузов / под ред. Ю. М. Казаринова. М.: Высш. шк., 1990. 496 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. Fu L. L., Callahan P. S. 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. Voprosy postroeniya radiointerfeisa sputnikovogo vysotomera [Problems of Satellite Altimeter Air Interface Construction], ed. by V. P. Ipatov. SPb., *BKhV-Peterburg*, 2017, 192 p. (In Russian)

4. 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 Russian)

5. Brown G. S. The Average Impulse Response of a Rough Surface and its Applications. IEEE Trans. on An-

tennas and Propagation. 1977, vol. 25, no. 1, pp. 67–74. doi: 10.1109/TAP.1977.1141536

6. Hayne G. S. Radar Altimeter Mean Return Waveforms from Near-Normal-Incidence Ocean Surface Scattering. IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1980, vol. 28, no. 5, pp. 687–692. doi: 10.1109/TAP.1980.1142398

7. Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Radar Altimeter Echo-Signal Analytical Model. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2017, no. 3, pp. 39–45. (In Russian)

8. 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

9. Barrick D. E., Lipa B. J. Analysis and Interpretation of Altimeter Sea Echo. Advances in Geophysics. 1985, vol. 27, pp. 61–100. doi: 10.1016/S0065-2687(08)60403-3

10. Moore R. K., Williams C. S. Radar Terrain Return at near-Vertical Incidence. Proc. IRE. 1957, vol. 45, no. 2. pp. 228–238. doi: 10.1109/JRPROC.1957.278394

11. Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Potential Accuracy of Echo-Signal Delay Measurement by Space-Based Radar Altimeter. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2017, no. 2, pp. 5–11. (In Russian)

12. Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Potential Accuracy of Joint Parameter Estimate by Space-Based Radar Altimeter. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2017, no. 4, pp. 33–41. (In Russian) 13. Tikhonov V. I. *Statisticheskaya radiotekhnika* [Statistical Radio Engineering]. Moscow, *Radio i Svyaz'*, 1982, 624 p. (In Russian)

14. Tokmakian R. T., Challenor P. G., Guymer T. H., Srokosz M. A. The U.K. EODC ERS-1 Altimeter Oceans Processing Scheme. Intern. J. of Remote Sensing. 1994, vol. 15, no. 4, pp. 939–962. doi: 10.1080/01431169408954126

15. Challenor P. G., Srokosz M. A. The Extraction of Geophysical Parameters from Radar Altimeter Return from a Non-Linear Sea Surface. Mathematics in remote sensing; ed. by S. R. Brooks. Oxford, Clarendon Press, 1989, pp. 257–268.

16. 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, pp. 201–238 (Special Issue: Jason-1 Calibration/Validation) doi: 10.1080/714044519

17. Sandwell D. T., Smith W. H. F. Retracking ERS-1 Altimeter Waveforms for Optimal Gravity Field Recovery. Geophys. J. Int. 2005, vol. 163, pp. 79–89. doi: 10.1111 /j.1365-246X.2005.02724.x

18. Pleshakov D. I. Determining "GEO-IK-2" Satellite Altitude Above the Sea Surface. *Al'manakh sovremennoi metrologii* [Almanac of Modern Metrology]. 2015, no. 3, pp. 132–141. (In Russian)

19. Levin B. R. *Teoreticheskie osnovy statisticheskoi radiotekhniki* [Theory of Statistical Radioengineering]. Moscow, *Radio i Svyaz'*, 1989, 656 p. (In Russian)

20. Kazarinov Yu. M. *Radiotehnicheskie sistemy: uchebnik dlja vuzov* [Radio Electronic Systems: Textbook for High School]. Moscow, *Vysshaya Shkola*, 1990, 496 p. (In Russian).

Received August, 24, 2018 Accepted February, 11, 2019

**Dmitry S. Borovitsky** – Cand. of Sci. (Engineering) (2016), leading research fellow of JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time" (Saint Petersburg). The author of 25 scientific publications. Area of expertise: broadband radiolocation and radionavigation 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: radio-location 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), post-graduate 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 electrodynamics.

E-mail: ruslan.mamchur@mail.ru

## ТЕЛЕВИДЕНИЕ И ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ TELEVISION AND IMAGE PROCESSING

https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-1-17-28 УДК 004.932.2

Д. С. Андреев

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

## ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ К ИЗОБРАЖЕНИЯМ ВЗЛЕТНО-ПОСАДОЧНОЙ ПОЛОСЫ, ПОЛУЧЕННЫМ В УСЛОВИЯХ ПЛОХОЙ ВИДИМОСТИ

Аннотация. При обеспечении безопасности движения самолета особенно важна осведомленность экипажа о закабинном пространстве в условиях плохой видимости. Важнейшую роль играет информация о состоянии взлетно-посадочной полосы (ВПП) и о наличии на ней препятствий. Существуют наземные системы обнаружения препятствий, но в настоящее время такими системами оборудованы лишь крупные аэропорты. Альтернативой могут служить системы улучшенного видения, используемые на воздушном судне в условиях плохой видимости. Цель представленного в настоящей статье исследования – разработка средств обнаружения препятствий на ВПП в условиях плохой видимости, которые должны расширить возможности систем улучшенного видения. В рамках исследования рассмотрены методы обнаружения объектов только на статичных изображениях. Проведен анализ разметки, объектов ВПП и возможных типов препятствий. Определены цели для обнаружения. На комплексном авиационном тренажере выполнено моделирование снимков ВПП в условиях плохой видимости. В качестве моделируемой цели для обнаружения выбрано воздушное судно на ВПП, потерявшее способность двигаться. Сформулированы требования к дескрипторам признаков, методам распознавания и обнаружения, выбраны методы для исследования. Проведена оценка применимости методов к изображениям ВПП, полученным в условиях плохой видимости выше и ниже высоты принятия решения с учетом различных характеристик. Исследованные методы решают задачу обнаружения объектов ВПП в условиях плохой видимости для статичного изображения. Сформулированы выводы о возможности применения исследованных методов в системах улучшенного видения. В дальнейшем требуется разработка методов оптимизации для обеспечения обнаружения на видеопоследовательности в режиме реального времени. Результаты представленной работы актуальны в задачах авиаприборостроения, компьютерного видения и обработки изображений.

Ключевые слова: система улучшенного видения, распознавание объектов, взлетно-посадочная полоса, обнаружение объектов на изображениях, анализ изображений

**Для цитирования:** Андреев Д. С. Применение методов обнаружения объектов к изображениям взлетно-посадочной полосы, полученным в условиях плохой видимости // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 1. С. 17–28. doi:10.32603/1993-8985-2019-22-1-17-28

**Denis S. Andreev** 

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

## OBJECT DETECTION METHOD APPLICATION TO RUNWAY IMAGERY IN LOW VISIBILITY CONDITIONS

When ensuring aviation safety, the outboard environment awareness of the crew in low visibility conditions is especially important. The information about the runway condition and availability of any obstacles is crucial. There are ground-based obstacle detection systems, but currently only large airports are equipped with them. There are Enhanced Vision Systems designed for application on aircraft in low visibility conditions. The main goal of this research is to develop the means of runway obstacle recognition in low visibility conditions, which are to improve the capabilities of Enhanced Vision Systems. The research covers only the methods for static image object detection. The analysis of the runway markings, objects and possible obstacles is performed. Targets for acquisition are defined. The simulation of runway images is performed on full-flight simulator in low visibility conditions. The requirements for features descriptors, recognition and detection methods are defined and methods for research are defined. The paper provides evaluation of method applicability to runway pictures taken in poor visibility conditions above and below the decision height taking into account various characteristics. The covered methods solve the problem of detecting objects of the runway in low visibility conditions for static image. Conclusions about the possibility to use the studied methods in Enhanced Vision Systems are made. Further development of optimization methods is required to perform detection in video sequences in real time. The results of this work are relevant to the tasks of avionics, computer vision and image processing.

Key words: enhanced vision system, object recognition, runway, object detection in images, image analysis

**For citation:** Andreev D. S. Object Detection Method Application to Runway Imagery in Low Visibility Conditions. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 1, pp. 17–28. doi:10.32603/1993-8985-2019-22-1-17-28 (In Russian)

Введение. Обеспечение безопасности движения самолета при заходе на посадку и посадке является одной из важнейших задач организации воздушного движения. Особую важность представляет эксплуатация воздушного судна в условиях плохой видимости. Согласно исследованиям Всемирного фонда безопасности более 75 % аварий при заходе на посадку и посадке происходят в условиях недостаточной видимости, когда системы точной посадки на взлетно-посадочной полосе (ВПП) отсутствуют или по какой-либо причине не функционируют [1].

Одного светотехнического оборудования ВПП не всегда достаточно для обеспечения безопасного захода на посадку: в условиях ограниченной видимости зачастую невозможно достоверно определить высоту и положение воздушного судна по отношению к полосе. Для безопасной посадки необходимо иметь дополнительную информацию и визуальные ориентиры.

К ключевым факторам безопасности движения самолета на всех этапах посадки и руления относятся качество покрытия ВПП, а также наличие или отсутствие на ее поверхности препятствий. Любое препятствие на ВПП представляет собой потенциальную угрозу для безопасности воздушного движения. Ежегодный ущерб мировых авиакомпаний от столкновений воздушных судов с препятствиями на ВПП оценивается в 13 млрд дол. [2]. Препятствия могут представлять собой утерянные контейнеры, части общивки летательных аппаратов, средства передвижения и многое другое.

Для пилотов препятствия при визуальных заходах на посадку в условиях плохой видимости на высоте принятия решения, как правило, не видны.

В настоящее время в аэропортах мира вводятся в эксплуатацию наземные системы обнаружения препятствий на ВПП. Такие системы используют оптико-электронные или радиолокационные датчики и проверяют поверхности ВПП на наличие каких-либо изменений или посторонних объектов. Наземные системы обнаружения обладают высокой разрешающей способностью и обнаруживают препятствия, размер которых превышает 10 см [3]. Однако важно отметить, что в настоящее время подобными наземными системами, соответствующими современным требованиям к обеспечению безопасности, оборудовано лишь небольшое число наиболее крупных аэропортов, в связи с чем становится актуальной разработка мобильной системы обнаружения препятствий для установки ее на борту самолета [4].

С другой стороны, во всем мире ведется активная разработка авиационных систем улучшенного и комбинированного видения, обеспечивающих пилотов лучшей осведомленностью о закабинном пространстве [5]. Такие системы, используя установленные на борту видеодатчики видимого и инфракрасного диапазонов и алгоритмы видеообработки, дают возможность отобразить улучшенное изображение ВПП и вспомогательную информацию на лобовом стекле. Возможности подобных систем бортовой авионики могут быть существенно расширены при внедрении в их состав средств обнаружения и распознавания объектов на ВПП. Указанная модификация позволит контролировать состояние ВПП для обеспечения безопасности движения самолета на этапах посадки, руления, а также взлета.

Постановка задачи. С учетом сформулированных требований к обеспечению безопасности при заходе на посадку и посадке в условиях плохой видимости, а также особенностей современных технических средств и решений требуется разработать совокупность методов обнаружения объектов на ВПП в условиях плохой видимости. На практике объекты требуется обнаруживать в условиях динамически изменяющейся обстановки, и кроме решения задачи обнаружения необходимо также оптимизировать скорость работы алгоритмов для эффективной работы в режиме реального времени.

Настоящая статья посвящена обнаружению объекта на статичном изображении. Оптимизация алгоритмов для обнаружения в режиме реального времени представляет задачу дальнейшего исследования.

Задачи распознавания и обнаружения объектов. В настоящее время существует множество задач, в которых требуется принять решение в зависимости от присутствия на изображении объекта или отнести обнаруженный объект к некоторому классу. Распознавание объектов на ВПП – лишь одна из них. К хорошо изученным областям применения распознавания образов можно отнести биометрические системы, распознавание пешеходов, автомобилей, системы видеонаблюдения.

В общем случае задачи распознавания образов можно подразделить на две группы:

 распознавание или классификация изображений;

 поиск и распознавание объектов на изображениях.

В первой группе задач распознавание или классификация проводится для всего изображения. В задачах второй группы процесс распознавания включен в более общую технологию обработки изображения. Объекты представляют собой относительно небольшие локальные области, появление которых может произойти в любой области изображения. Результатом распознавания в этом случае является не только класс найденного объекта, но также и его характеристики: положение и, возможно, размер. Часто требуется не ставить задачу классификации всех окружающих объектов, а выделить в поступающем видеопотоке объекты определенного рода.

Методы выбора дескрипторов признаков объектов. При решении задачи распознавания или классификации важно учитывать, что каждый объект обладает уникальным набором признаков, позволяющим отнести его к тому или иному классу. В частных случаях объекты характеризуются такими идентификационными признаками, как форма, цвет, положение, подвижность, отличительные особенности, их комбинации и т. п. Объекты классифицируются в зависимости от совокупности этих признаков.

К важнейшим и весьма сложным этапам на пути создания системы распознавания относится построение словаря признаков, по которым будет происходить распознавание. При решении указанной задачи приходится сталкиваться со следующими ограничениями:

 в словарь включают только те признаки, для которых может быть получена априорная информация, необходимая для описания классов на языке этих признаков;

 некоторые из признаков нецелесообразно включать в словарь, поскольку они малоинформативны;

 некоторые из признаков, как правило, наиболее информативные, не могут быть определены ввиду отсутствия соответствующих измерителей (вычислителей), а ресурсы, выделенные на создание системы распознавания, ограничены;

 измерения (вычисления) некоторых признаков могут не укладываться во временные рамки, отведенные на эту операцию.

Общепризнанного метода, позволяющего определить порядок выбора признаков, не существует, поэтому основным решением по-прежнему остается выбор наиболее информативных признаков из некоторого исходного множества, задаваемого эвристически.

Для решения поставленной задачи необходимо найти, обобщить и сформулировать в математических терминах эмпирические наблюдения, т. е. формализовать признаки искомого объекта. Главная трудность состоит в том, что описать все свойства практически невозможно, и часть свойств может соответствовать не всем объектам. Поэтому в процессе математической формализации допускаются упрощения. Кроме того, с ростом числа признаков часто падает точность предсказания.

Классификация методов распознавания. Существует множество методов распознавания объектов на изображении. Выбор конкретных методов обусловлен особенностями объекта, который требуется распознать. Часто бывает, что задача распознавания ставится неформально – свойства искомого объекта задаются без строгих математических параметров. Для решения такой задачи необходимо создать устойчивый метод обнаружения объектов.

Далее приведен список подходов, с помощью которых можно успешно решать задачу поиска объекта на изображении.

1. Цветовые фильтры. Если объект существенно выделяется на фоне по цвету, то задача может быть решена подбором соответствующего фильтра.

2. Выделение и анализ контуров. Если объект имеет простую геометрическую форму, то возможен поиск соответствующей геометрической фигуры на изображении.

3. Сопоставление с шаблоном. При наличии эталонного изображения объекта производится его поиск на исследуемом изображении.

4. Работа с особыми точками. Поиск проводится посредством сопоставления ключевых точек с характерными особенностями.

5. Методы машинного обучения. Классификатор обучается по специальной выборке изображений интересующего объекта.

Анализ ВПП. Одним из важнейших условий успешного решения задачи распознавания объектов является наличие точно сформулированных требований к работе системы и характеристик объекта интереса. С этой целью проведен эвристический анализ изображений ВПП, полученных при посадке в условиях плохой видимости.

Под ВПП понимается часть аэродрома и летного поля, имеющая оснащение и спецтехнику для аэродромов, предназначенная для удобства взлета и посадки воздушных судов.

ВПП освещаются в сумеречное и темное время суток и в условиях плохой видимости. Основное освещение имеет белый цвет. Сигнальные огни делятся на огни приближения, огни световых горизонтов, входные, огни знака приземления, боковые, глиссадные, ограничительные, посадочные, огни концевой безопасности, осевые, огни быстрого схода, боковые и осевые рулежные, стоп-огни, предупредительные, заградительные, аэродромные указательные. Для удобства ориентирования они различаются оттенками.

На ВПП нанесена специальная разметка, необходимая для точной и безопасной посадки самолета на полосу:

концевая полоса безопасности (КПБ) (желтые шевроны);

- перемещенный порог (белые стрелки);

- порог (белые полосы в виде "зебры");

 маркированный номер и, если необходимо, буква;

 – зона приземления (двойные параллельные прямоугольники, начинающиеся за 300 м до порога ВПП);

 отметки фиксированного расстояния (большие прямоугольники, расположенные через 150 м);

 концевая полоса безопасности (специально подготовленный прямоугольный участок, располагаемый в конце дистанции разбега и предназначенный для остановки воздушного судна в случае прерванного взлета).

Необходимым атрибутом разметки являются также осевая и иногда боковые линии.

Существует большое число типов аэропортового оборудования и установок, которые в силу своих особых радионавигационных функций должны быть расположены таким образом, чтобы представлять собой препятствия. Такое оборудование включает в себя:

 - глиссадные антенны курсо-глиссадной системы (КГС);

– пограничные маркерные радиомаяки КГС;

- антенны курсового радиомаяка КГС;

- ветроуказатели;
- посадочные знаки;
- облакомеры;
- измерители дальности видимости;

 – надземные посадочные огни ВПП, входные и ограничительные огни и огни КПБ;

- надземные рулежные огни;

- огни приближения;

- огни системы визуальной индикации глиссады;

- знаки и маркеры;

- элементы микроволновой системы посадки;

- азимутальные и дальномерные радиомаяки;

 радиолокационная система точного захода на посадку или ее элементы;

- пеленгатор, работающий в диапазоне ОВЧ [6].

Также на полосе могут присутствовать препятствия:

 летательный аппарат, в том числе потерявший способность двигаться;

- транспортные средства;

 аэродромное оборудование обслуживания, например тягачи;

- сигнальщик;
- животные;

- утерянные контейнеры;

- части обшивки летательных аппаратов;
- фрагменты покрытия ВПП [7] и т. п.



*Рис. 1.* Моделированное изображение объекта на взлетно-посадочной полосе *Fig. 1.* Simulated Image of the Object on the Runway

Постановка задачи распознавания. Для распознавания в разной степени представляют интерес препятствия на ВПП и элементы разметки, светосигнальное оборудование и радиолокационные конструкции. При этом необходимо классифицировать как подвижные (тягач, воздушное судно, прочие транспортные средства, животные), так и неподвижные относительно сцены объекты (разметка ВПП, огни полосы, строения, радиолокационные конструкции, неподвижные транспортные средства). Таким образом, перечень объектов для распознавания оказывается весьма общирным.

В настоящей статье методы распознавания исследованы в применении к задаче распознавания летательного аппарата, выполняющего руление на полосе или же потерявшего способность двигаться, как наиболее часто встречающегося типа препятствий, требующего от совершающего посадку воздушного судна ухода на второй круг.

Задача распознавания в указанном случае сводится к выделению существенных признаков данного класса объектов и к отнесению входных данных к одному из них посредством обнаружения ключевых признаков в исходном изображении. При этом распознавание можно разделить на несколько этапов:

1. Получение входных данных с помощью сенсоров, камер видеонаблюдения, подборок данных. 2. Первичная обработка изображений: нормализация данных, фильтрация шумов, выявление признаков.

3. Формирование векторов признаков посредством выбора наиболее значимых признаков, с помощью которых можно выделить непересекающиеся множества классов объектов.

4. Классификация или предсказание на основе полученных данных о классах объектов.

С целью формирования тестового набора снимков в условиях плохой видимости на комплексном авиационном тренажере АО "Технологии для авиации" Airbus a320 было проведено моделирование сценария захода на посадку при наличии на полосе летательного аппарата, потерявшего способность двигаться. Один из полученных снимков приведен на рис. 1.

Выбор методов распознавания. Для оценки методов распознавания объектов ВПП в условиях плохой видимости предлагается использование дескриптора "Гистограмма направленных градиентов" (Histogram of Oriented Gradients – HOG), особенно популярного среди исследователей [8]. При решении задачи распознавания объектов на ВПП использование глобальных признаков, таких как яркостные, гистограммные или же цветовые распределения, представляется малоэффективным ввиду равномерности данных распределений по всей площади исследуемых изображений. Дескриптор HOG работает локально, поддерживает инвариантность геометрических и фотометрических преобразований, за исключением ориентации объекта [8].

Параметры извлечения признаков выбраны в соответствии с оригинальным исследованием [8]: размер окна 128×64 элементов, размер блока 8×8 элементов, однако принята горизонтальная ориентация окна в соответствии с горизонтальной ориентацией образа самолета.

Этап нормализации цвета и гамма-коррекции, согласно исследованиям авторов дескриптора HOG, можно опустить, поскольку последующая нормализация гистограмм дает тот же результат.

Для оценки работы в применении к задачам распознавания объектов на ВПП в условиях плохой видимости были выбраны три популярных метода классификации: метод опорных векторов (Support Vector Machine – SVM) [9], [10], метод *K* ближайших соседей (K Nearest Neighbors – KNN) [11], [12] и метод дерева решений (Decision Tree – DT) [13].

Метод SVM, имея на входе размеченную обучающую выборку, предоставляет на выходе оптимальную гиперплоскость, классифицирующую новые экземпляры. Для данного классификатора выбрано ядро "Пересечение гистограмм" [14].

Метод KNN запоминает все обучающие образцы и предсказывает отклик на новый экземпляр, анализируя некоторое число (*K*) ближайших соседей экземпляра, используя голосование, расчет взвешенной суммы и т. д.

DT – бинарное дерево, в котором каждый лист отмечен принадлежностью к некоторому классу и множество листьев могут иметь одинаковую метку.

Обнаружение местонахождения объектов выполнено на изображениях в нескольких масштабах, для чего сформирована пирамида изображений [15]. На каждом масштабированном изображении проводится поиск с применением метода скользящего окна [16]. Каждое успешное обнаружение отмечается на изображении, называемом тепловой картой [17], после чего область с наибольшим числом обнаружений выбирается как область, содержащая искомый объект.

Для оценки методов была подготовлена обучающая выборка, состоящая из 200 снимков самолетов и 560 снимков произвольного фона, не включающего в себя изображения самолета, а также две тестовых выборки, каждая из которых включает в себя 50 снимков ВПП, 25 из которых содержат изображение самолета и 25 – нет. В первую тестовую выборку входят изображения, полученные в условиях нормальной видимости, во вторую – в условиях плохой видимости.

По результатам распознавания изображений тестовой выборки были получены значения точности (accuracy), среднеквадратической ошибки (СКО, RMSE), прецизионности (Precision), полноты (Recall) и *F*-меры ( $F_1$ -score) [18] для каждого из методов.

Точность определяется как отношение суммы числа правильных обнаружений (True Positive – TP) и правильных необнаружений (True Negative – TN) к общему числу предсказаний, включающем наряду с TP и TN число ложных тревог (False Positive – FP) и число пропусков цели (False Negative – FN):

$$A = \frac{\mathrm{TP} + \mathrm{TN}}{\mathrm{TP} + \mathrm{TN} + \mathrm{FP} + \mathrm{FN}}.$$

СКО определяется следующим образом:

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{\sum_{i} (x_i - y_i)}{N}},$$

где  $x_i$ ,  $y_i$  – значение класса и результат предсказание для *i*-го экземпляра соответственно; N – число предсказаний.

Мера прецизионности указывает долю правильных положительных решений классификатора от всех положительных:

$$P = \frac{\mathrm{TP}}{\mathrm{TP} + \mathrm{FP}}.$$

Мера полноты позволяет судить о способности метода обнаруживать все объекты интереса. Она определяется долей правильных обнаружений от суммы правильных обнаружений и пропусков целей:

$$R = \frac{\mathrm{TP}}{\mathrm{TP} + \mathrm{FN}}.$$

*F*-мера представляет собой среднее гармоническое прецизионности и полноты:

$$F_1 = 2\frac{PR}{P+R}$$

Результаты распознавания объектов (самолета) на изображениях, соответствующих условиям достаточной видимости, приведены в табл. 1. Из приведенных результатов следует, что наибольшую точность обеспечивает метод SVM, показатели Precision для всех методов достигают 1, а

Table 1. Recognition Result in Good Visibility Conditions							
		сазатель					
Метод	A, %	RMSE	Р	R	$F_1$		
SVM	97.1	0.343	1	0.957	0.978		
KNN	67.7	1.138	1	0.522	0.686		
DT	70.6	1.085	1	0.565	0.722		

Табл. 1. Результаты распознавания в условиях хорошей видимости Table 1. Recognition Result in Good Visibility Condition

Табл. 2. Результаты распознавания в условиях плохой видимости Table 2. Recognition Results in Poor Visibility Conditions

	Показатель						
Метод	A, %	RMSE	Р	R	$F_1$		
SVM	75	1.0	1.0	0.474	0.643		
KNN	65	1.183	1.0	0.263	0.417		
DT	65	1.183	0.692	0.474	0.563		

показатель Recall для метода SVM заметно выше, чем для KNN и DT. При этом в задачах обеспечения безопасности воздушного движения показатель Recall, отражающий влияние ошибок второго рода, играет существенно более важную роль, так как пропуск объекта при обнаружении может привести к авиакатастрофе.

Результаты для изображений ВПП в условиях плохой видимости (табл. 2) показывают, что все классификаторы обеспечивает более низкий показатель Recall, что позволяет сделать вывод о пониженной способности к успешному распознаванию объекта. Для классификатора KNN показатель снизился наиболее существенно: до 0.263. Классификатор DT, к тому же, продемонстрировал и снижение значения показателя Precision, что в комплексе с низким уровнем Recall указывает на низкую способность к успешному распознаванию объектов.



*Puc. 2.* Алгоритм обнаружения объектов на снимке *Fig. 2.* Algorithm for Detecting Objects in the Image

Для оценки работы выбранных классификаторов реализован алгоритм обнаружения объектов на снимке с использованием методов скользящего окна, пирамид изображений и тепловых карт (рис. 2). Алгоритм протестирован на нескольких полноформатных снимках ВПП, полученных в условиях плохой видимости.

На рис. 3 и 4 представлены результаты обнаружения самолета методом KNN на изображении в масштабе 0.5, полученном после построения



 Рис. 3. Результат обнаружения самолета методом KNN на изображении масштаба 0.5

 Fig. 3. KNN Method Based Result of Aircraft Detection in the Image on a Scale of 0.5



Puc. 5. Результат обнаружения самолета методом DT на изображении масштаба 0.5 Fig. 5. DT Method Based Result of Aircraft Detection in the Image on a Scale of 0.5



 Рис. 7. Результат обнаружения самолета методом SVM на изображении масштаба 0.5

 Fig. 7. SVM Method Based Result of the Aircraft Detection in the Image on a Scale of 0.5

пирамиды изображений. Рис. 3 показывает множество позиций объектов, полученное при применении метода, а на рис. 4 представлен результат фильтрации методом тепловой карты, в результате которой на изображении присутствует только одна выделенная область. При других масштабах объект не был распознан KNN-классификатором.

Результаты аналогичного этапа обнаружения методом DT представлены на рис. 5 и 6. В данном случае наблюдается множество ложных срабаты-



Рис. 4. Результат обнаружения самолета методом KNN на изображении в масштабе 0.5 после фильтрации тепловой карты
 Fig. 4. KNN Method Based Result of Aircraft Detection in the Image on a Scale of 0.5 after Heat Map Filtration



Рис. 6. Результат обнаружения самолета методом DT на изображении в масштабе 0.5 после фильтрации тепловой карты
 Fig. 6. DT Method Based Result of Aircraft Detection in the Image on a Scale of 0.5 after Heat Map Filtration



Рис. 8. Результат обнаружения самолета методом SVM на изображении в масштабе 0.5 после фильтрации тепловой карты
 Fig. 8. SVM Method Based Result of Aircraft Detection in the Image on a Scale of 0.5 after Heat Map Filtration

ваний, что согласуется с полученным на тестовой выборке значением прецизионности. Для остальных масштабов в пирамиде изображений результаты аналогичны. Таким образом, распознать объект методом DT не удалось.

Классификатор SVM показал существенно лучшие результаты (рис. 7 и 8), чем KNN- и DT-

классификаторы при том же масштабе. Несмотря на наличие ложных срабатываний для разных масштабов снимка после применения метода тепловых карт и совмещения результатов для разных масштабов объект был успешно обнаружен.

Результаты обнаружения объекта классификатором SVM на изображениях, полученных для



Рис. 9. Результат обнаружения самолета методом SVM в условиях плохой видимости при категории видимости CAT I на высоте 120 футов (≈ 36,5 м)
Fig. 9. SVM Based Result of Aircraft Detection in Low Visibility Conditions at CAT I Visibility Category at a Height of 120 Feet



Рис. 10. Результат обнаружения самолета методом SVM в условиях плохой видимости при категории видимости САТ I на высоте 70 футов (≈ 21 м) Fig. 10. SVM Based Result of Aircraft Detection in Low Visibility Conditions at CAT I Visibility Category at a Height of 70 Feet



Рис. 11. Результат обнаружения самолета методом SVM в условиях плохой видимости при категории видимости САТ II на высоте 70 футов (≈ 21 м) Fig. 11. SVM Based Result of Aircraft Detection in Low Visibility Conditions at CAT II Visibility Category at a Height of 70 Feet

разных высот и при плохой видимости разных классов приведены на рис. 9–11. Представленные результаты показывают работоспособность данного классификатора при существенно изменяющихся условиях наблюдения.

Заключение. Исследованные методы могут применяться в задачах обнаружения объектов, однако не все из них продемонстрировали достаточную эффективность в применении к задачам обнаружения объектов в условиях плохой видимости. Наилучшие результаты получены при применении метода опорных векторов, признаков гистограммы направленных градиентов и поиска на изображении с использованием метода скользящего окна, пирамиды изображений и тепловой карты. В дальнейшем эффективность работы может быть повышена с применением дополнительной предобработки, например адаптивного многомасштабного метода Retinex [19], других методов классификации, в том числе сверточных нейронных сетей [20], других дескрипторов признаков, что требует дальнейшего исследования или спектрального анализа.

Исследованные методы пригодны для обнаружения объекта лишь на статичном изображении – главным образом из-за больших вычислительных затрат, требуемых для последовательной обработки пирамиды изображений методом скользящего окна. В задачах обнаружения объектов в процессе посадки необходимо проводить обнаружение в режиме реального времени, для чего в дальнейшем предстоит исследовать методы оптимизации скорости работы алгоритмов обнаружения.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Визильтер Ю. В., Желтов С. Ю. Проблемы технического зрения в современных авиационных системах // Тр. науч.-техн. конф.-семинара "Техническое зрение в системах управления мобильными объектами – 2010", Таруса, 16–18 марта 2010; под ред. Р. Р. Назирова. М.: Университет Книжный Дом, 2011. Вып. 4. С. 11–44.

2. U.S. Federal Aviation Administration. Advisory circular on Airport Foreign Object Debris (FOD) Detection Equipmen. 2009. URL: https://www.faa.gov/documentLibrary /media/Advisory\_Circular/150\_5210\_24.pdf (дата обращения 10.02.2019)

3. Weller J. R. FOD detection system. Evaluation, performance assessment and regulatory guidance // Wildlife and Foreign Object Debris (FOD). Workshop, Cairo, Egypt, 24–26 March, 2014. URL: https://www.icao.int/MID /Documents/2014/Wildlife%20and%20FOD%20Workshop /Assessing%20Risk%20FAA.pdf (дата обращения 10.02.2019)

4. Соколова М. А. Системы управления наземным движением на площади маневрирования аэродрома // Современные инновации. 2018. Т. 26, № 4. С. 26–27.

5. Костяшкин Л. Н, Логинов А. А., Никифоров М. Б. Проблемные аспекты системы комбинированного видения летательных аппаратов // Изв. Юж. федерал. ун-та. Техн. науки. 2013. № 5. С. 61–65.

6. Airport Services Manual. Pt. 6. Controlling obstacles. Guide Doc 9137-AN/898/2, 1983. URL: http://files.repuloterek -civil-katonai-kozos.webnode.hu/200000025-66bfa67b8d /Doc\_9137\_P6\_CONTROL%20OF%20OBSTACLES.pdf (дата обращения 30.01.2019)

7. Aviation rules. Pt. 139. Certification of Airfields. Title 14, Code of Federal Regulations (CFR). 2004. URL: https://www.govinfo.gov/content/pkg/CFR-2014-title14-vol3 /pdf/CFR-2014-title14-vol3-part139.pdf (дата обращения 10.02.2019)

8. Dalal N., Triggs B. Histograms of oriented gradients for human detection // 2005 IEEE Computer Society Conf. on Computer Vision and Pattern Recognition, San Diego, CA, 20–25 June 2005. Piscataway: IEEE, 2005. doi: 10.1109/CVPR.2005.177

9. Вапник В. Н. Восстановление зависимостей по эмпирическим данным. М.: Наука, 1979. 448 с.

10. Cristianini N., Shawe-Taylor J. An introduction to support vector machines and other kernel-based learning methods. NY: Cambridge University Press, 2000. 168 p. doi: 10.1017/CBO9780511801389

11. Cover T. M., Hart P. E. Nearest neighbor pattern classification // IEEE Trans. on Information Theory. 1967. Vol. IT-13, iss. 1. P. 21–27. doi: 10.1109/TIT.1967.1053964

12. Dudani S. A. The distance-weighted k-nearestneighbor rule // IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics. 1976. Vol. SMC-6, iss. 4. P. 325–327. doi: 10.1109 /TSMC.1976.5408784

13. Quinlan J. R. Induction of decision trees // Machine Learning. 1986. Vol. 1, iss. 1. P. 81–106.

14. Barla A., Odone F., Verri A. Histogram intersection kernel for image classification // 2003 Intern. Conf. on Im-

Статья поступила в редакцию 04 февраля 2019 г. Статья принята к публикации 11 февраля 2019 г. age Processing, Barcelona, Spain. IEEE, 2003. doi: 10.1109 /ICIP.2003.1247294

15. Pyramid methods in image processing / E. H. Andelson, C. H. Anderson, J. R. Bergen, P. J. Burt, J. M. Ogden // RCA Engineer. 1984. Vol. 29, iss. 6. P. 33–41. URL: http://persci.mit.edu/pub\_pdfs/RCA84.pdf (дата обращения 10.02.2019)

16. Glumov N. I., Kolomiyetz E. I., Sergeyev V. V. Detection of objects on the image using a sliding window mode // Optics & Laser Technology. 1995. Vol. 27, iss. 4. P. 241–249. doi: 10.1016/0030-3992(95)93752-D

17. Wilkinson L., Friendly M. The history of the cluster heat map // The American Statistician. 2009. Vol. 63, № 2. P. 179–184. doi: 10.1198/tas.2009.0033

18. Powers D. M. W. Evaluation: From Precision, Recall and F-Measure to ROC, Informedness, Markedness & Correlation // J. of Machine Learning Technologies. 2011. Vol. 2, № 1. P. 37–63.

19. Andreev D. S., Lysenko N. V. Preprocessing methods for runway pictures taken in poor visibility conditions // 2018 IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus), Saint-Petersburg, Russia. IEEE, 2018. doi: 10.1109/ElConRus. 2018.8317273

20. Xiaobin L., Wang S. Object detection using convolutional neural networks in a coarse-to-fine manner // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. 2017. Vol. 14, iss. 11. doi: 10.1109/LGRS.2017.2749478

Андреев Денис Сергеевич – магистр по направлению "Радиотехника" (2017), аспирант кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 6 научных публикаций. Сфера научных интересов – системы дополненной и виртуальной реальности; машинное обучение; авиаприборостроение. E-mail: andreev.93@gmail.com

### REFERENCES

1. Vizilter Yu. V., Zheltov S. Yu. *Problemy tekhnicheskogo zreniya v sovremennykh aviatsionnykh sistemakh* [Problems of Technical Vision in Modern Aviation Systems]. Proceedings of Scientific and Technical Conference-Seminar "Technical Vision in Mobile Object Management Systems - 2010", Tarusa, 16–18 March 2010. Ed. by R. R. Nazirov. Moscow, University Book House, 2011, vol. 4, pp. 11–44. (In Russian)

2. U.S. Federal Aviation Administration. Advisory circular on Airport Foreign Object Debris (FOD) Detection Equipmen. 2009. Available at: https://www.faa.gov/ documentLibrary/media/Advisory\_Circular/150\_5210\_24.pdf (accessed 10.02.2019)

3. Weller J. R. FOD Detection System. Evaluation, Performance Assessment and Regulatory Guidance. Wildlife and Foreign Object Debris (FOD). Workshop, Cairo, Egypt, 24–26 March, 2014. Available at: https://www.icao.int/MID/Documents/2014/Wildlife%20a nd%20FOD%20Workshop /Assessing%20Risk%20FAA.pdf (accessed 10.02.2019)

4. Sokolova M. A. Sistemy upravleniya nazemnym dvizheniem na ploshchadi manevrirovaniya aerodroma [Ground Movement Control Systems at Aerodrome Maneuvering Area]. Sovremennye innovatsii [Modern Innovations], 2018, vol. 26, no. 4, pp. 26–27. (In Russian)

5. Kostyashkin L. N, Loginov A. A., Nikiforov M. B. Problem Aspects of a Combined Aircraft Vision System. *Izvestiya SFedU* [Proceedings of the Southern Federal University. Engineering Sciences], 2013, no. 5, pp. 61–65. (In Russian)

6. Airport Services Manual. Pt. 6. Controlling obstacles. Guide Doc 9137-AN/898/2, 1983. Available at: http://files.repuloterek-civil-katonai-kozos.webnode.hu/ 200000025-66bfa67b8d/Doc\_9137\_P6\_CONTROL%20OF% 20OBSTACLES.pdf (accessed 30.01.2019)

7. Aviation rules. Pt. 139. Certification of Airfields. Title 14, Code of Federal Regulations (CFR). 2004. Available at: https://www.govinfo.gov/content/pkg/CFR-2014-title14vol3 /pdf/CFR-2014-title14-vol3-part139.pdf (accessed 10.02.2019)

8. Dalal N., Triggs B. Histograms of Oriented Gradients for Human Detection. 2005 IEEE Computer Society Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, San Diego, CA, USA, 20–25 June 2005. Piscataway, IEEE, 2005. doi: 10.1109/CVPR.2005.177

9. Vapnik V. N. *Vosstanovlenie zavisimostei po empiricheskim dannym* [Dependency Recovery Based on Empirical Data]. Moscow, *Nauka*, 1979, 448 p. (In Russian)

10. Cristianini N., Shawe-Taylor J. An Introduction to Support Vector Machines and Other Kernel-based Learning Methods. NY: Cambridge University Press, 2000. 168 p. doi: 10.1017/CBO9780511801389

11. Cover T. M., Hart P. E. Nearest Neighbor Pattern Classification // IEEE Trans. on Information Theory. 1967, vol. IT-13, iss. 1, pp. 21–27. doi: 10.1109/TIT.1967.1053964

12. Dudani S. A. The Distance-Weighted k-Nearest-Neighbor Rule. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics. 1976, vol. 6, iss. 4, pp. 325–327. doi: 10.1109/TSMC.1976.5408784

13. Quinlan J. R. Induction of Decision Trees. Machine Learning. 1986, vol. 1, iss. 1, pp. 81–106. 14. Barla A., Odone F., Verri A. Histogram Intersection Kernel for Image Classification. 2003 Intern. Conf. on Image Processing, Barcelona, Spain. IEEE, 2003. doi: 10.1109 /ICIP.2003.1247294

15. Andelson E. H., Anderson C. H., Bergen J. R., Burt P. J., Ogden J. M. Pyramid Methods in Image Processing. RCA Engineer. 1984, vol. 29, iss. 6, pp. 33–41. Available at: http://persci.mit.edu/pub\_pdfs/RCA84.pdf (accessed 10.02.2019)

16. Glumov N. I., Kolomiyetz E. I., Sergeyev V. V. Detection of Objects on the Image Using a Sliding Window Mode. Optics & Laser Technology. 1995, vol. 27, Iss. 4, pp. 241–249. doi: 10.1016/0030-3992(95)93752-D

17. Wilkinson L., Friendly M. The History of the Cluster Heat Map. The American Statistician. 2009, vol. 63, no. 2, pp. 179–184. doi: 10.1198/tas.2009.0033

18. Powers D. M. W. Evaluation: From Precision, Recall and F-Measure to ROC, Informedness, Markedness & Correlation. Journal of Machine Learning Technologies. 2011, vol. 2, no. 1, pp. 37–63.

19. Andreev D. S., Lysenko N. V. Preprocessing Methods for Runway Pictures Taken in Poor Visibility Conditions. 2018 IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus), Saint-Petersburg, Russia. IEEE, 2018. doi: 10.1109/ElConRus. 2018.8317273

20. Xiaobin L., Wang S. Object Detection Using Convolutional Neural Networks in a Coarse-to-Fine Manner. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. 2017, vol. 14, iss. 11. doi: 10.1109/LGRS.2017.2749478

Received February, 04, 2019 Accepted February, 11, 2019

**Denis S.** Andreev – Master's Degree in Radio Engineering (2017), Postgraduate Student of the Department of Television and Video Equipment of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 6 scientific publications. Area of expertise: augmented and virtual reality systems; machine learning; avionics. E-mail: andreev.93@gmail.com

## Электродинамика, микроволновая техника, антенны Electrodynamics, microwave engineering, antennas

https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-1-29-38 УДК 621.317

## Ю. Б. Гимпилевич, С. Е. Зебек 🖾

Севастопольский государственный университет Университетская ул., д. 33, Севастополь, 299053, Россия

## КВАДРАТУРНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ КОМПЛЕКСНЫХ ПАРАМЕТРОВ СВЧ-ДВУХПОЛЮСНИКОВ

Аннотация. Разработан новый метод измерения комплексного коэффициента отражения (ККО) СВЧдвухполюсников на основе прямого преобразования частоты. Метод основан на использовании квадратурного синхронного детектирования, ответвляемого ненаправленным зондом сигнала с последующей квадратурной обработкой составляющих продетектированного сигнала. Такой подход позволяет решить измерительную задачу одновременным анализом как амплитудного, так и фазового распределения поля в линии передачи, что приводит к избыточности. Кроме того, применение прямого преобразования частоты обеспечивает линейность детектирования в существенно большем динамическом диапазоне изменения уровня ответвляемого из линии передачи сигнала. Оба фактора позволяют повысить точность измерения. Метод реализуется посредством возбуждения в линии передачи зондирующего гармонического микроволнового колебания и формирования опорного микроволнового колебания той же частоты, что и у зондирующего сигнала. Ответвленный из линии передачи ненаправленным подвижным зондом сигнал и опорный сигнал поступают на входы квадратурного синхронного детектора. На его выходах формируются І- и Q-составляющие продетектированного сигнала. Используя эти составляющие, определяются амплитудное и фазовое распределения поля в линии передачи. Затем по полученным формулам вычисляются оценки модуля и аргумента ККО. Результат измерения определяется как среднее арифметическое этих оценок. Разработана математическая модель предложенного метода. Получены соотношения для определения модуля и аргумента ККО на основе анализа как амплитудного, так и фазового распределения электромагнитного поля в линии передачи. Описана разработанная экспериментальная установка в виде векторной измерительной линии, реализующая квадратурный метод измерения. Проведен экспериментальный анализ амплитудного и фазового распределений поля в микроволновом тракте для образцовых нагрузок с различными параметрами. По результатам этого анализа рассчитаны оценки измеряемых параметров и оценены погрешности измерений. Показано, что на основе этого метода возможно создание высокоточных измерительных приборов.

Ключевые слова: квадратурный метод измерения, квадратурное синхронное детектирование, комплексный коэффициент отражения, амплитудное распределение поля, фазовое распределение поля

**Для цитирования:** Гимпилевич Ю. Б., Зебек С. Е. Квадратурный метод измерения комплексных параметров СВЧ-двухполюсников // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 1. С. 29–38. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-29-38

> Yuriy B. Gimpilevich, Stanislav E. Zebek<sup>⊠</sup> Sevastopol State University 33, Universitetskaya Str., 299053, Sevastopol, Russia

## QUADRATURE MEASUREMENT METHOD FOR COMPLEX PARAMETERS OF MICROWAVE TWO-POLES

**Abstract.** A new method based on direct frequency conversion is developed for measuring complex reflection coefficient of microwave two-poles. The method is based on the use of quadrature synchronous detection of the signal © Гимпилевич Ю. Б., Зебек С. Е., 2019 29

branched by omnidirectional probe with subsequent quadrature processing of the detected signal components. Such approach makes it possible to solve measuring task by simultaneously analyzing both amplitude and phase distribution of the field in transmission line which leads to redundancy. In addition, the use of direct frequency conversion provides the detection linearity in considerably higher dynamic range of the levels of the signal forwarded from the transmission line. So, both of these factors can improve the measurement accuracy. The method is performed by excitation of probing harmonic microwave oscillation in transmission line and formation of reference microwave oscillation with the same frequency. The reference signal and the signal branched from the transmission line by omnidirectional mobile probe are fed to the inputs the quadrature synchronous detector. At its outputs, I and Q components of the detected signal are formed. By means of these components, the amplitude and phase field distribution in the trans-mission line is obtained. It is followed by calculation of module and phase estimations using the expressions presented in the paper. The measurement result is obtained as arithmetic average of these estimations. A mathematical model of the proposed method is developed. The relations for the module and phase of the complex reflection coefficient are derived based on the analysis of both the amplitude and phase distribution of electromagnetic field in the transmission line. The paper describes the experimental unit in the form of vector measuring line that implements the quadrature method of measurement. The experimental analysis of the amplitude and phase distribution of the field in microwave path is carried out for standard loads with different parameters. Based on the analysis results, the estimations of measured parameters are calculated and measurement errors are defined. It is shown that highprecision measuring instruments can be designed using the proposed method.

**Key words:** quadrature measurement method, quadrature synchronous detection, complex reflection coefficient, amplitude distribution of the field, phase distribution of the field

**For citation:** Gimpilevich Yu. B., Zebek S. E. Quadrature Measurement Method for Complex Parameters of Microwave Two-Poles. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 1, pp. 29–38. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-29-38 (In Russian)

Введение. В микроволновой технике широко используют метод определения модуля и аргумента комплексного коэффициента отражения (ККО) СВЧ-двухполюсников, основанный на анализе амплитудного распределения поля в линии передачи с помощью ненаправленных зондов [1]. На основе этого метода созданы измерители ККО [2], комплексного коэффициента передачи [3], а также автоматические анализаторы СВЧ-цепей [4], [5]. Недостатком указанного метода является малый динамический диапазон изменения ответвляемого сигнала, определяемый неквадратичностью вольт-амперной характеристики СВЧдиодов, применяемых для реализации операции квадратичного детектирования [6]-[8]. Динамический диапазон квадратичного детектирования у этих диодов составляет 30...40 дБ, что приводит к существенной погрешности измерения при больших значениях коэффициента стоячей волны (КСВН), а также невозможности проведения измерений при изменении мощности СВЧ-генератора в широких пределах. Эти недостатки устраняются за счет перехода к анализу фазового распределения поля в линии передачи [9]. При этом динамический диапазон изменения входного сигнала расширяется до 70...80 дБ. Однако этот метод требует применения СВЧ-фазометра и второй измерительной линии, вследствие чего увеличиваются габариты, масса и стоимость аппаратной части.

В настоящей статье представлена разработка нового квадратурного метода измерения ККО, на основе которого могут быть созданы приборы повышенной точности, обладающие малыми габаритами, массой и стоимостью аппаратной реализации.

Реализация квадратурного метода измерения. На первом этапе исследований была выдвинута гипотеза о возможности одновременного анализа амплитудного и фазового распределений в линии передачи на основе использования операции квадратурного синхронного детектирования сигнала, ответвляемого из линии передачи с помощью подвижного зонда. Для подтверждения этой гипотезы разработана экспериментальная установка, реализующая квадратурный метод измерения комплексных параметров СВЧ-двухполюсников, структурная схема которой представлена на рис. 1. Гармоническое колебание от генератора СВЧ ГСВЧ через отрезок линии передачи ОЛП поступает на нагрузку Н, модуль и аргумент ККО которой необходимо определить. В ОЛП имеется продольная щель длиной L, в которую введен ненаправленный зонд НЗ, установленный на каретке К, которая может перемещаться вдоль ОЛП. На выходе ГСВЧ установлен направленный ответвитель НО, ориентированный на падающую волну. В результате на выходе НО формируется сигнал той же частоты, что и сигнал, ответвляемый НЗ. В процессе измерения НЗ находится на некото-



*Puc. 1.* Структурная схема экспериментальной установки *Fig. 1.* Block diagram of the experimental installation

ром расстоянии l от нагрузки. Сигналы с H3 (первичный канал) и НО (вторичный канал) подаются на входы смесителей CM1 и CM2, причем сигнал с выхода НО перед подачей на СМ2 сдвигается по фазе при помощи фазовращателя ФВ. При этом в спектрах токов смесителей CM1 и CM2 появляются комбинационные составляющие нулевой частоты, выделяемые фильтрами нижних частот ФНЧ1 и ФНЧ2. В результате этого обеспечивается двухканальное прямое преобразование частоты, т. е. осуществляется квадратурное детектирование СВЧ-сигнала, ответвляемого из линии передачи. Фазовращатель ФВ, смесители СМ1 и СМ2, фильтры ФНЧ1 и ФНЧ2 образуют так называемый квадратурный детектор КД, на выходах которого при перемещении НЗ вдоль ОЛП формируется пара напряжений I(l) и Q(l), называемых квадратурными составляющими.

Эти сигналы далее поступают в блок квадратурной обработки БКО, который может быть реализован на основе персонального компьютера либо микроконтроллера, где рассчитываются амплитуда и начальная фаза ответвленного сигнала. На выходах БКО получаем амплитудное U(l) и фазовое  $\psi(l)$  распределения поля в ОЛП. Далее эта информация попадает в блок вычислительный БВ, в котором рассчитываются оценки модуля  $|\dot{\Gamma}|$ и аргумента  $\phi$  ККО H, а результаты получают усреднением этих оценок.

Математическая модель. Проведем теоретический анализ квадратурного метода измерения модуля и аргумента ККО микроволнового двухполюсника. В результате интерференции падающей и отраженной волн в ОЛП возникает режим смешанной волны. Комплексную амплитуду суммарной волны  $\dot{E}(l)$  в плоскости подключения подвижного H3, находящегося на расстоянии l от плоскости подключения H, при отсутствии потерь в линии передачи и идеальном ее согласовании с ГСВЧ можно записать в виде [10]

$$\dot{E}(l) = E_{\Pi} e^{-j\beta(L-1)} \left( 1 + \dot{\Gamma} e^{-j2\beta l} \right), \tag{1}$$

где  $E_{\Pi}$  – амплитуда падающей волны; *j* – мнимая единица;  $\beta = 2\pi/\lambda$  – фазовая постоянная;  $\lambda$  – длина волны в ОЛП.

Представив в (1) ККО двухполюсника  $\dot{\Gamma}$  в показательном виде и применив формулу Эйлера, получим:

$$\dot{E}(l) = E_{\Pi} e^{-j\beta(L-1)} \times [1 + |\dot{\Gamma}|\cos(2\beta l - \varphi) - j|\dot{\Gamma}|\sin(2\beta l - \varphi)].$$
(2)

Определим амплитуду суммарной волны  $|\dot{E}(l)|$ , взяв модуль выражения для комплексной амплитуды (2) [7], [11], [12]:

×

$$\dot{E}(l) = E_{\Pi} \sqrt{1 + \left|\dot{\Gamma}\right|^2 + 2\left|\dot{\Gamma}\right| \cos(2\beta l - \varphi)}.$$
 (3)

Начальная фаза суммарной волны определяется аргументом  $\psi(l)$  выражения (2):

$$\theta(l) = -\beta(L-l) - \arctan\left[\frac{|\dot{\Gamma}|\sin(2\beta l - \varphi)}{1 + |\dot{\Gamma}|\cos(2\beta l - \varphi)}\right].$$
(4)

Зная амплитуду (3) и начальную фазу (4) суммарной волны, запишем выражение для гармонического колебания, ответвляемого H3:

$$u(t, l) = K \left| \dot{E}(l) \right| \cos \left[ \omega_0 t + \theta(l) \right], \tag{5}$$

где *K* – коэффициент передачи ненаправленного зонда; ω<sub>0</sub> – круговая частота микроволнового колебания; *t* – время.

Это колебание далее подается на сигнальные входы СМ1 и СМ2.

Опорное колебание  $u_{on1}(t)$ , формируемое на выходе вторичного канала НО, запишем в виде

$$u_{\text{OII}}(t) = K_{\text{OII}} E_{\Pi} \cos\left(\omega_0 t + \psi_{\text{OII}}\right), \qquad (6)$$

где  $K_{0\Pi}$  – коэффициент передачи опорного канала;  $\psi_{0\Pi}$  – начальная фаза опорного колебания.

Опорное колебание (6) подается на опорный вход CM1 и одновременно на вход ФВ, на выходе которого формируется колебание  $u_{\text{оп2}}(t)$ , сдвинутое по фазе на -90° относительно  $u_{\text{оп1}}(t)$ :

$$u_{\text{OII}2}(t) = K_{\text{OII}} E_{\text{II}} \sin\left(\omega_0 t + \psi_{\text{OII}}\right).$$
(7)

Это колебание подается на опорный вход CM2. CM1 и CM2 перемножают поступающие на их входы колебания. Запишем выражения для этих произведений с учетом (5)–(7):

$$u(t, l)u_{\text{off}}(t) = KK_{\text{off}}E_{\text{ff}}^{2}|\dot{E}(l)| \times \\ \times \cos\left[\omega_{0}t + \theta(l)\right]\cos\left(\omega_{0}t + \psi_{\text{off}}\right);$$
(8)

$$u(t, l)u_{\text{OII}2}(t) = KK_{\text{OII}}E_{\Pi}^{2}|\dot{E}(l)| \times \\ \times \cos\left[\omega_{0}t + \theta(l)\right]\sin\left(\omega_{0}t + \psi_{\text{OII}}\right).$$
(9)

Перейдя в (8) и (9) от произведения тригонометрических функций к их сумме, получим:

$$u(t, l)u_{\text{off}1}(t) = (1/2)KK_{\text{off}}E_{\text{ff}}^{2}|\dot{E}(l)| \times \left\{\cos\left[\psi_{\text{off}} - \theta(l)\right] + \cos\left(2\omega_{0}t + \psi_{\text{off}} + \theta(l)\right)\right\}; (10)$$

$$u(t, l)u_{\text{OT}2}(t) = (1/2)KK_{\text{OT}}E_{\text{T}}^{2}|\dot{E}(l)| \times \left\{ \sin\left[\psi_{\text{OT}} - \theta(l)\right] + \sin\left(2\omega_{0}t + \psi_{\text{OT}} + \theta(l)\right) \right\}. (11)$$

Таким образом, в спектрах выходных сигналов CM1 и CM2 появляются постоянные составляющие (первые члены в (10) и (11)), а также составляющие, частоты которых вдвое превышают частоту микроволнового колебания (вторые члены в (10) и (11)).

Сигналы с выходов СМ1 и СМ2 поступают на входы ФНЧ1 и ФНЧ2, выделяющие низкочастотные составляющие и подавляющие высокочастотные. При этом на выходах ФНЧ1 и ФНЧ2 КД с учетом (3) и (4) получим квадратурные составляющие в виде:

$$I(l) = K_{1}E_{\Pi}^{2}\sqrt{1+|\dot{\Gamma}|^{2}+2|\dot{\Gamma}|\cos(2\beta l-\phi)} \times \\ \times \cos\left[\psi_{0\Pi}+\beta(L-l)+\frac{|\dot{\Gamma}|\sin(2\beta l-\phi)}{1+|\dot{\Gamma}|\cos(2\beta l-\phi)}\right]; \quad (12)$$

$$Q(l) = K_{1}E_{\Pi}^{2}\sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^{2} + 2|\dot{\Gamma}|\cos(2\beta l - \phi)} \times \sin\left[\psi_{0\Pi} + \beta(L - l) + \frac{|\dot{\Gamma}|\sin(2\beta l - \phi)}{1 + |\dot{\Gamma}|\cos(2\beta l - \phi)}\right], \quad (13)$$

где  $K_1 = (1/2) K_{\text{оп}} K_{\text{КД}}$  – сквозной коэффициент преобразования, причем  $K_{\text{КД}}$  – коэффициент преобразования КД.

В БКО рассчитываются амплитуда и начальная фаза ответвленного сигнала по формулам [13]:

$$U(l) = \sqrt{I^2(l) + Q^2(l)}; \qquad (14)$$

$$\psi(l) = \operatorname{arctg}[I(l)/Q(l)].$$
(15)

Подставив (12) и (13) в (14) и (15) получим соотношения для амплитудного и фазового распределений:

$$U(l) = K_1 E_{\Pi}^2 \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi)}; \quad (16)$$

$$\psi(l) = \psi_{0\Pi} + \beta(L-l) + \frac{|\dot{\Gamma}|\sin(2\beta l - \phi)}{1 + |\dot{\Gamma}|\cos(2\beta l - \phi)}.$$
 (17)

Проанализируем фазовое распределение  $\psi(l)$ . Из (17) следует, что две первые составляющие  $\psi_{0\Pi}$  и  $\beta(L-l)$  не несут информации об измеряемых параметрах  $|\dot{\Gamma}|$  и  $\varphi$ , поэтому их можно исключить при обработке измерительной информации на этапе калибровки прибора. Далее не будем учитывать эти составляющие, сосредоточив внимание на третьей составляющей, которая несет информацию об измеряемых параметрах. Назовем ее "информационной составляющей" и обозначим как  $\Delta \psi(l)$ :

$$\Delta \psi(l) = \arctan\left[\frac{|\dot{\Gamma}|\sin(2\beta l - \varphi)}{1 + |\dot{\Gamma}|\cos(2\beta l - \varphi)}\right].$$
(18)

Для удобства дальнейшего анализа введем переменную

$$x = 2\beta l - \varphi. \tag{19}$$

Тогда выражение (18) приобретет вид

$$\Delta \psi(x) = \operatorname{arctg}\left(\frac{|\dot{\Gamma}|\sin x}{1+|\dot{\Gamma}|\cos x}\right).$$
(20)

Проанализируем информационную составляющую фазового распределения  $\Delta \psi(x)$ . Из (20) следует, что эта функция периодична по аргументу *x* с периодом  $2\pi$ . Сначала определим экстремальные значения этой функции. Продифференцировав (20) по переменной *x* и приравняв результат нулю, получим:  $|\dot{\Gamma}|\cos x + |\dot{\Gamma}| = 0$ , откуда значения *x*, соответствующие экстремумам (исключив тривиальный случай  $|\dot{\Gamma}| = 0$ ):

$$x_n = \arccos(-|\dot{\Gamma}|) + 2\pi n, \ n = 0, 1, \dots$$
 (21)

Из (20) следует, что на одном периоде функции  $\Delta \psi(x)$  существует один максимум и один минимум. Подставив (21) в (20) получим экстремальные значения:

$$\Delta \psi_1 = \operatorname{arctg}\left(\frac{|\dot{\Gamma}|}{1+|\dot{\Gamma}|}\right); \ \Delta \psi_2 = -\operatorname{arctg}\left(\frac{|\dot{\Gamma}|}{1+|\dot{\Gamma}|}\right).$$
(22)

Из (22) следует, что экстремальные значения одинаковы по модулю и отличаются только знаками. Введем термин "максимальное отклонение фазового распределения  $\Delta \psi(x)$  относительно нуля", понимая под этим абсолютное значение экстремумов

$$\Delta \Psi_{\text{max}} = \operatorname{arctg}\left(\frac{|\dot{\Gamma}|}{1+|\dot{\Gamma}|}\right).$$
(23)

Из (23) следует, что  $\Delta \psi_{max}$  зависит только от модуля ККО, что позволяет определить  $|\dot{\Gamma}|$ . Для этого решим (23) относительно  $|\dot{\Gamma}|$ :

$$\operatorname{tg}(\Delta \psi_{\max}) = |\dot{\Gamma}|/(1+|\dot{\Gamma}|),$$

откуда

$$\left|\dot{\Gamma}\right|^{2} = \frac{\mathrm{tg}^{2}\left(\Delta\psi_{\mathrm{max}}\right)}{1 + \mathrm{tg}^{2}\left(\Delta\psi_{\mathrm{max}}\right)}.$$

Применив известное тригонометрическое соотношение  $tg \alpha = \sin \alpha / \cos \alpha$ , получим формулу для определения модуля ККО:

. . .

$$|\dot{\Gamma}| = \sin\left(\Delta \psi_{\max}\right). \tag{24}$$

Далее определим положение нулей фазового распределения на ОЛП. Приравняв (20) к нулю получим уравнение  $\sin x = 0$ , решение которого при  $x \ge 0$  имеет вид

$$x_{0k} = k\pi, \ k = 0, 1, \dots$$
 (25)

Из (25) следует, что положение нулей фазового распределения не зависит от значения модуля  $|\dot{\Gamma}|$ , а определяется только координатой *x*, т. е. аргументом ККО, что позволяет найти  $\varphi$ . Проведя обратную замену переменных в соответствии с (19), из (25) найдем:

$$l_{0k} = (k\pi + \varphi)/(2\beta).$$
 (26)

Выражение (26) позволяет определить аргумент ККО по положению нулей фазового распределения. Для этого сначала следует в качестве нагрузки подключить образцовый короткозамыкатель, аргумент ККО которого  $\varphi_{K3} = -\pi$ , и зафиксировать положение нулей фазового распределения  $l_{0k_{K3}}$ , которые в соответствии с (26) будут расположены в точках с координатами

$$l_{0k_{\rm K3}} = (k\pi - \pi)/(2\beta).$$
 (27)

Затем фиксируем положение нулей фазового распределения при подключенном измеряемом двухполюснике. Смещение нулей фазового распределения согласно (26) и (27) составит:

$$\Delta l_{\Psi} = l_{0k} - l_{0k_{\kappa_3}} = (\pi + \varphi) / (2\beta),$$

откуда

$$\varphi = -\pi + 2\beta \Delta l_{\psi} = -\pi + (4\pi/\lambda) \Delta l_{\psi}.$$
 (28)

Таким образом, с помощью (24) и (28) можно определить модуль и аргумент ККО по фазовому распределению.

Теперь проанализируем амплитудное распределение U(l). С учетом (19) выражение для амплитудного распределения (16) принимает вид

$$U(l) = K_1 E_{\Pi}^2 \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}| \cos x}.$$
 (29)

Таким образом, напряжение на выходе квадратурного детектора (29) прямо пропорционально амплитуде ответвляемого колебания, т. е. при перемещении зонда оно воспроизводит амплитудное распределение поля в ОЛП. Как известно [1], [11], в стандартных измерительных линиях напряжение на выходе квадратичного детектора пропорционально квадрату амплитуды ответвляемого сигнала, т. е. при перемещении зонда воспроизводит квадрат амплитудного распределения. В связи с этим возникает различие алгоритмов определения модуля ККО. Оно состоит в том, что при использовании стандартной измерительной линии необходимо извлекать корень квадратный из отношения максимального  $U_{\max}$  и минимального  $U_{\min}$  значений выходного напряжения, а в рассматриваемом случае эта необходимость отпадает. Расположение максимумов и минимумов функции (29) такое же, как и в случае применения стандартной измерительной линии. Поэтому алгоритм определения аргумента ККО в описываемом случае совпадает с алгоритмом для стандартной измерительной линии.

Исходя из изложенного, запишем выражения для определения модуля и аргумента ККО на основе анализа амплитудного распределения для рассматриваемого случая:

$$|\dot{\Gamma}| = \frac{U_{\max}/U_{\min} - 1}{U_{\max}/U_{\min} + 1};$$
 (30)

$$\varphi = -\pi + 2\beta \Delta l_{\psi} = -\pi + (4\pi/\lambda) \Delta l_U, \qquad (31)$$

где  $\Delta l_U$  – смещение минимумов амплитудного распределения при подключении в качестве нагрузки ОЛП образцового короткозамыкателя.

Таким образом, с помощью (30) и (31) можно также определить модуль и аргумент ККО по амплитудному распределению.

Основными источниками погрешности измерения при реализации квадратурного метода являются неидеальность элементов КД (перемножители, ФВ и пр.), а также влияние зонда на фазовое распределение поля в ОЛП. Погрешность из-за неидеальности квадратурного детектора при его реализации на основе интегральной схемы оценена авторами в [14], где показано, что в наихудшем случае относительная погрешность измерения амплитуды не превышает 1.21 %, а абсолютная погрешность измерения начальной фазы 0.32°. Теоретическая оценка погрешности из-за влияния зонда на фазовое распределение поля в ОЛП является задачей отдельного исследования.

Результаты экспериментов. Для проведения экспериментальных исследований разработана и изготовлена измерительная установка (см. рис. 1). В качестве ОЛП с подвижным НЗ использована доработанная измерительная линия типа Р1-17, предназначенная для измерений в коаксиальных линиях передачи сечением 7/3 мм. Доработка измерительной линии заключалась в удалении из конструкции детекторной секции с СВЧ-диодом и подключении НЗ связи измерительной линии непосредственно к дополнительному СВЧразъему, к которому через отрезок жесткого коаксиального кабеля подключен измерительный вход КД. КД реализован на интегральной схеме ADL5382 [15], в состав которой входят 2 смесителя и ФВ. Элементы согласования, высокочастотные трансформаторы и ФНЧ реализованы в навесном исполнении с использованием SMDкомпонентов. Динамический диапазон входного сигнала, в пределах которого обеспечивается линейность тракта такого КД, -60...+15 дБм (75 дБ) [15]. В установке использован стандартный СВЧ-генератор с выходной мощностью 5 мВт (7 дБм). Для уменьшения влияния зонда на результат измерения глубина его погружения в СВЧтракт выбиралась так, чтобы обеспечить переходное ослабление порядка -40 дБ. Таким образом, мощность сигнала на выходе зонда составляла порядка -33 дБм, что соответствовало приблизительно середине динамического диапазона КД.

С помощью разработанной установки проведен множественный экспериментальный анализ амплитудного и фазового распределений поля в ОЛП, нагруженной на различные образцовые нагрузки. Полученные результаты сравнивались с теоретическими зависимостями. Эксперименты проводились в дискретных точках частотного диапазона 0.7...2.5 ГГц. С использованием особенностей этих распределений рассчитывались значения модулей и аргументов ККО нагрузок, которые сравнивались с образцовыми значениями. Расчет модуля и аргумента ККО на основе фазового распределения проводился по формулам (24) и (28), а на основе амплитудного распределения - по формулам (30) и (31) соответственно. Далее представлены избранные результаты экспериментального определения амплитудного и фазового распределений поля в ОЛП и результаты измерения модуля и аргумента ККО двух образцовых мер на частоте  $f = 1.5 \ \Gamma \Gamma \mu$  ( $\lambda = 20 \ cm$ ). В качестве образцовых мер использовались меры КСВН второго разряда ЭК9-180, которые дополнительно были аттестованы по аргументу ККО с помощью высокоточного анализатора цепей E5063A производства компании Keysight Technologies. Результаты анализа обрабатывались на персональном компьютере.

На рис. 2–4 сплошными линиями показаны графики нормированных относительно максимального значения амплитудных распределений  $U_{\rm H.3}(l/\lambda)$  и фазовых распределений  $\Delta \psi_3(l/\lambda)$  поля в пределах одной длины волны, полученные экспериментальным путем. Здесь же штриховыми линиями изображены графики нормированных амплитудных  $U_{\rm H.T}(l/\lambda)$  и фазовых  $\Delta \psi_{\rm T}(l/\lambda)$  распределений поля в линии передачи, рассчитанные теоретическим путем.

При определении аргумента коэффициента образцовых нагрузок в качестве опорного элемента, по которому осуществлялась калибровка, использовался образцовый короткозамыкатель с модулем ККО, близким к единице. На рис. 2 представлены графики амплитудного и фазового распределений поля при подключении к линии передачи образцового короткозамыкателя. Расчет по формуле (24) дает значение модуля ККО образцового короткозамыкателя, равное 0.961 (по амплитудному распределению), а по формуле (30) – 0.998 (по фазовому распределению).

На рис. 3 представлены графики амплитудного и фазового распределений поля при подключе-



*Puc.* 4. Экспериментальные и теоретические результаты. Образцовая нагрузка с KCBH = 2.0*Fig.* 4. Experimental and theoretical results. Standard load with VSWR = 2.0

нии к линии образцовой нагрузки с  $|\dot{\Gamma}| = 0.167$ (КСВН = 1.4), а на рис. 4 – при подключении образцовой нагрузки с  $|\dot{\Gamma}| = 0.333$  (КСВН = 2.0).

Результаты измерения модуля  $|\dot{\Gamma}_{u}|$  и аргумента  $\phi_{u}$  ККО образцовых нагрузок, а также результаты расчета относительной погрешности измерения  $\delta |\dot{\Gamma}|$  и абсолютной погрешности  $\Delta \phi$  приведены в табл. 1 и 2.

Из сравнения результатов измерений следует, что погрешность измерений разработанной установки при фазовом анализе меньше, чем при амплитудном анализе, что особенно проявляется при малых значениях | $\dot{\Gamma}$ |. Результаты усреднения измеренных по амплитудному и фазовому распределениям значений  $|\dot{\Gamma}_{cp}|$  и  $\phi_{cp}$ , а также расчета относительной погрешности измерения  $\delta |\dot{\Gamma}_{cp}|$  и абсолютной погрешности  $\Delta \phi_{cp}$  для этих измерений приведены в табл. 3. Следует ожидать увеличения эффективности усреднения результатов при использовании многократных измерений, а также в условиях воздействия на измерительный канал помех.

Заключение. В статье исследован квадратурный метод измерения комплексных параметров микроволновых двухполюсников, основанный на использовании квадратурного синхронного детектирования ответвляемого НЗ сигнала с после-

Параметры образцовой нагрузки Standard load parameters	Измеренные значения Measured values		Относительная погрешность Polative error	Абсолютная погрешность				
	$ \dot{\Gamma}_{\mu} $	$\phi_{\mu}, \^{\circ}$	$\delta  \dot{\Gamma} , \%$	Absolute error $\Delta \varphi, \ \circ$				
$\begin{aligned}  \dot{\Gamma}  &= 0.167; \\ \phi &= 109^{\circ} \end{aligned}$	0.160	105.2	4.4	3.8				
$ \dot{\Gamma}  = 0.333;$ $\phi = 107.5^{\circ}$	0.325	110.1	2.4	-2.6				

Табл. 1. Результаты измерений по амплитудному распределению *Table 1.* Amplitude Distribution Measurement Results

Табл. 2. Результаты измерений по фазовому распределени	ю
Table 2. Phase Distribution Measurement Results	

Параметры образцовой нагрузки Standard load parameters	Измеренные значения Measured values		Относительная погрешность	Абсолютная погрешность Absolute error Δφ,°	
	$ \dot{\Gamma}_{\mu} $				
$\begin{aligned}  \dot{\Gamma}  &= 0.167; \\ \phi &= 109^{\circ} \end{aligned}$	0.163	106.5	2.4	2.5	
$ \dot{\Gamma}  = 0.333;$ $\phi = 107.5^{\circ}$	0.327	109.6	1.8	-2.1	

*Табл. 3.* Усредненные результаты измерений по амплитудному и фазовому распределениям *Table 3.* Amplitude and Phase Distribution Average Measurement Results

Параметры образцовой нагрузки Standard load parameters	Усредненны Average	е значения values	Относительная погрешность Relative error	Абсолютная погрешность Absolute error	
	$\dot{\Gamma}_{cp}$	$\phi_{cp}, \^{\circ}$	$\delta  \dot{\Gamma}_{cp} , \%$	$\Delta \phi_{cp}, \dots^{\circ}$	
$ \dot{\Gamma}  = 0.167;$ $\phi = 109^{\circ}$	0.1615	105.85	3.3	3.15	
$ \dot{\Gamma}  = 0.333;$ $\phi = 107.5^{\circ}$	0.326	109.85	2.1	-2.35	

дующей квадратурной обработкой составляющих продетектированного сигнала. Разработана и изготовлена экспериментальная установка, реализующая квадратурный метод измерения на основе подвижного зонда (векторная измерительная линия). Разработана математическая модель и получены основные теоретические соотношения, позволяющие воспроизвести как амплитудное, так и фазовое распределения поля в линии передачи. Получены формулы для расчета модуля и аргумента ККО с использованием особенностей амплитудного и фазового распределений. С помощью разработанной установки осуществлены экспериментальные исследования амплитудного и фазового распределений поля для различных образцовых нагрузок и оценены метрологические возможности квадратурного метода измерения. Экспериментальные данные подтвердили теоретические исследования. Погрешности измерения модуля и аргумента ККО при усреднении результатов, полученных при амплитудном и фазовом анализе, для нагрузки с КСВН = 1.4 составили 3.3 % по модулю и 3.15° по аргументу, а для нагрузки с КСВН = 2.0 2.1 % по модулю и 2.35° по аргументу.

Таким образом, как показали теоретические и экспериментальные исследования, на основе квадратурного метода измерения возможна реализация высокоточных и недорогих приборов для измерения ККО микроволновых двухполюсников.

Задачей дальнейших исследований является создание на основе квадратурного метода автоматических измерителей параметров микроволновых трактов, что возможно, например, при использовании нескольких неподвижных зондов [14], а также расширение широкополосности автоматических измерителей посредством разработки теории калибруемых измерительных многополюсников [5] на основе рассмотренного метода.
#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Данилин А. А. Измерения в технике СВЧ. М.: Радиотехника, 2008. 182 с.

2. Гимпилевич Ю. Б. Измерение и контроль параметров микроволновых трактов / СевНТУ. Севастополь, 2009. 296 с.

3. Gimpilevich Yu. B., Noskovich V. I. Calibrated complex reflectance meter on the basis of a two-channel micro-wave transducer // Telecommunications and Radio Engineering. 2007. Vol. 66, № 4. P. 363–371. doi: 10.1615/TelecomRadEng.v66.i4.80

4. Gimpilevich Yu. B., Smailov Yu. Ya. A method for measuring of two microwave signals vector ratio // Proc. of the 5th Inter. Conf. on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Kyiv, 2005. P. 397–398. doi: 10.1109/ICATT.2005.1496993

5. Gimpilevich Yu. B., Vertegel V. V., Noskovich V. I. Increasing operation speed during complex parameters measurements for microwave devices with the help of 12-pole reflectometer method // Radioelectronics and Communications Systems. 2007, Vol. 50, iss. 10. P. 578–581. doi: 10.3103/S0735272707100093

6. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ: в 2 т. Т. 2. Электровакуумные приборы СВЧ / под ред. Н. Д. Девяткова. М.: Высш. шк., 1972. 376 с.

7. Абубакиров Б. А., Гудков К. П., Нечаев Э. В. Измерение параметров радиотехнических цепей. М.: Радио и связь, 1984. 276 с.

Статья поступила в редакцию 15 января 2019 г. Статья принята к публикации 11 февраля 2019 г. 8. Бондаренко И. К., Дейнега Г. А., Маграчев З. В. Автоматизация измерения параметров СВЧ трактов. М.: Сов. радио, 1969. 304 с.

9. АС 1633367 СССР, МКИ 5G01R 27/06. Способ определения модуля и фазы коэффициента отражения СВЧ-двуполюсника / Ю. Б. Гимпилевич (СССР). Опубл. 07.03.91, Бюл. № 9.

10. Силаев М. А., Брянцев С. Ф. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ устройств. М.: Сов. радио, 1970. 248 с.

11. Стариков В. Д. Методы измерения на СВЧ с применением измерительных линий. М.: Связь, 1972. 144 с.

12. Дворашкин Б. В. Основы метрологии и радиоизмерения. М.: Радио и связь, 1993. 320 с.

13. Ричард Л. Цифровая обработка сигналов. 2-е изд. / пер. с англ. М.: ООО "Бином-Пресс", 2006. 656 с.

14. Гимпилевич Ю. Б., Зебек С. Е., Таран С. Н. Оценка систематической погрешности квадратурного метода измерения амплитудного и фазового распределений поля в СВЧ-тракте // 12-я междунар. молод. конф. "Современные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций (РТ-2016), Севастополь, 14–18 ноября 2016 г. / СевГУ. Севастополь, 2016. С. 131.

15. Analog devices. Adl5382 Data Sheet. URL: http://www.analog.com/media/en/technical-documentation /evaluation-documentation/ADL5382.pdf (дата обращения 08.02.2019)

Гимпилевич Юрий Борисович – доктор технических наук (2005), профессор (2006), заслуженный работник образования автономной республики Крым (2001), директор Института радиоэлектроники и информационной безопасности Севастопольского государственного университета. Автор более 290 научных работ. Сфера научных интересов – микроволновые измерения; контроль параметров радиотехнических систем; разработка методов анализа сигналов и цепей. E-mail: gimpil@mail.ru

Зебек Станислав Евгеньевич – магистр по направлению "Радиотехника" (2014), ассистент кафедры "Радиоэлектроника и телекоммуникации" Севастопольского государственного университета. Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов – СВЧ-измерения; контроль параметров радиотехнических систем; разработка методов анализа сигналов и цепей.

E-mail: stanislavzebek@mail.ru

#### REFERENCES

1. Danilin A. A. *Izmereniya v tekhnike SVCh* [Measurements in Microwave Technology]. Moscow, *Radiotekhnika*, 2008, 182 p. (In Russian)

2. Gimpilevich Yu. B. *Izmerenie i kontrol' parametrov mikrovolnovykh traktov* [Measurement and Control of Microwave Path Parameters]. Sevastopol, *SevNTU*, 2009, 296 p. (In Russian)

3. Gimpilevich Yu. B., Noskovich V. I. Calibrated Complex Reflectance Meter on the Basis of a Two-Channel Micro-Wave Transducer. Telecommunications and Radio Engineering. 2007, vol. 66, no. 4, pp. 363–371. doi: 10.1615/TelecomRadEng.v66.i4.80 4. Gimpilevich Y. B., Smailov Y. Y. A Method for Measuring of Two Microwave Signals Vector Ratio. Proc. of the 5th Inter. Conf. on Antenna Theory and Techniques (ICATT), Kyiv, 2005, pp. 397–398. doi: 10.1109/ICATT.2005. 1496993

5. Gimpilevich Yu. B., Vertegel V. V., Noskovich V. I. Increasing Operation Speed During Complex Parameters Measurements for Microwave Devices with the Help of 12-Pole Reflectometer Method. Radioelectronics and Communications Systems. 2007, vol. 50, iss. 10, pp. 578–581. doi: 10.3103/S0735272707100093

6. Lebedev I. V. Tekhnika i pribory SVCh. T. 2. Elektrovakuumnye pribory SVCh [Microwave Appliances and Devices. Vol. 2. UHF Electrovacuum Equipment]; Ed. by N. D. Devyatkova. Moscow, *Vysshaya shkola*, 1972, 376 p. (In Russian)

7. Abubakirov B. A., Gudkov K. P., Nechaev E. V. *Izmerenie parametrov radiotekhnicheskikh tsepei* [Radio Engineering Circuit Parameters Measurement]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1984, 276 p. (In Russian)

8. Bondarenko I. K., Deinega G. A., Magrachev Z. V. *Avtomatizatsiya izmereniya parametrov SVCh traktov* [Automation of Microwave Path Parameters Measurement]. Moscow, *Sovetskoe radio*, 1969, 304 p. (In Russian)

9. Gimpilevich Yu. B. *Sposob opredeleniya modulya i fazy koeffitsienta otrazheniya SVCh-dvupolyusnika* [Method for Determining Modulus and Phase of Microwave Two-Poles Reflection Coefficient]. Certificate of Authorship 1633367 USSR, 1991. (In Russian)

10. Silaev M. A., Bryantsev S. F. *Prilozhenie matrits i grafov k analizu SVCh ustroistv* [Matrices and Graphs Application to the Analysis of Microwave Devices]. Moscow, *Sovetskoe radio*, 1970, 248 p. (In Russian)

11. Starikov V. D. *Metody izmereniya na SVCh s primeneniem izmeritel'nykh linii* [Methods of Microwave Measuring

Received January 15, 2019 Accepted February, 11, 2019 Using Measuring Lines]. Moscow, *Svyaz'*, 1972, 144 p. (In Russian)

12. Dvorashkin B. V. *Osnovy metrologii i radioizmereniya* [Fundamentals of Metrology and Radio Measurement]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1993, 320 p. (In Russian)

13. Richard G. L. Understanding Digital Signal Processing. 2nd ed. Moscow, *OOO "Binom-Press"*, 2010, 656 p. (In Russian)

14. Gimpilevich Yu. B. Zebek S. E., Taran S. N. Otsenka sistematicheskoi pogreshnosti kvadraturnogo metoda izmereniya amplitudnogo i fazovogo raspre-delenii polya v SVChtrakte [Estimation of Systematic Error for Quadrature Measuring Method of Amplitude and Phase Field Distributions in Microwave Path]. 12-ya Mezhd. molod. konf. "Sovremennye problemy radioelektroniki i telekommunikatsii (*RT-2016*) [12th Intern. Youth Conference "Modern Problems of Radio Electronics and Telecommunications (*RT-2016*)]. Sevastopol, 14–18 November 2016, p. 131. (In Russian)

15. Analog devices. Adl5382 Data Sheet. Available at: http://www.analog.com/media/en/technical-

documentation /evaluation-documentation/ADL5382.pdf (accessed 08.02.2019)

*Yuriy B. Gimpilevich* – Dr. of Sci. (Engineering) (2005), Professor (2006), Honored worker of education of the Autonomous Republic of Crimea (2001), Director of the Institute of Radio Electronics and Information Security of Sevastopol State University. The author of more than 290 scientific publications. Area of expertise: microwave measurements; radio engineering system parameter control; development of signal and circuit analysis methods. E-mail: gimpil@mail.ru

*Stanislav E. Zebek* – Master's Degree in Radio Engineering (2014), Assistant of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of Sevastopol State University. The author of 20 scientific publications. Area of expertise: micro-wave measurements; radio system parameter control; development of signal and circuit analysis methods. E-mail: stanislavzebek@mail.ru



https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-1-39-47 УДК 621.396.962.2

И. Ф. Купряшкин

Военный учебно-научный центр "Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина" ул. Старых Большевиков, д. 54А, Воронеж, 394064, Россия **Н. В. Соколик<sup>⊠</sup>** Информационно-технический центр Южного военного округа пр. Буденновский, д. 43, Ростов-на-Дону, 344011, Россия

# АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ С НЕПРЕРЫВНЫМ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ В ИНТЕРЕСАХ ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОЗАМЕТНЫХ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ, ОЦЕНКИ ИХ ДАЛЬНОСТИ И СКОРОСТИ ДВИЖЕНИЯ

Аннотация. На фоне повсеместного использования беспилотных летательных аппаратов и легкомоторной авиации растет интерес к поиску путей повышения эффективности локализации и определения параметров движения воздушных объектов с малой эффективной площадью рассеяния. В связи с этим закономерно внимание к радиолокационным системам (РЛС) с непрерывным линейно-частотно-модулированным (ЛЧМ) излучением. Использование таких зондирующих сигналов позволяет значительно снизить пиковую мощность РЛС и уменьшить ее массогабаритные и стоимостные характеристики. Статья посвящена исследованию перспективы применения маломощной наземной РЛС с непрерывным ЛЧМ-сигналом в интересах обнаружения, а также определения координат и параметров движения малозаметных воздушных объектов. Предложен алгоритм обработки радиолокационных сигналов, позволяющий упростить процедуру обнаружения таких целей, раскрыта структура и приведено описание этапов алгоритма. В основе рассматриваемого алгоритма лежит методика формирования дальностно-доплеровского портрета зоны обзора с использованием цифровой обработки сигнала. Приведены результаты применения алгоритма в маломощной РЛС С-диапазона, полученные при обработке эхосигналов квадрокоптера, зарегистрированных в ходе натурного эксперимента. Показано успешное решение практической задачи обнаружения и сопровождения малоразмерного воздушного объекта с эффективной площадью рассеяния до 0.5 м<sup>2</sup>, спектр вторичного излучения которого характеризуется выраженной многомодальностью. Результаты эксперимента подтвердили практическую значимость предлагаемого алгоритма и возможность его реализации при создании мобильных переносных радиолокационных комплексов и постов автоматического обнаружения и сопровождения малозаметных одиночных и групповых целей с выдачей информации на пульт оператора.

Ключевые слова: радиолокационная система, обработка сигналов, малоразмерная воздушная цель, эхосигнал, дальностно-доплеровский портрет

Для цитирования: Купряшкин И. Ф., Соколик Н. В. Алгоритм обработки сигналов в радиолокационной системе с непрерывным частотно-модулированным излучением в интересах обнаружения малозаметных воздушных объектов, оценки их дальности и скорости движения // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 1. С. 39–47. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-39-47

#### Ivan F. Kupryashkin

Military Educational and Scientific Center of the Air Force "N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin Air Force Academy" 54A, Starykh Bolshevikov Str., 394064, Voronezh, Russia **Natal'ya V. Sokolik**<sup>⊠</sup>

Information-Technical Center of the South Military Command 43, Budyonnovsky Pr., 344011, Rostov-on-Don, Russia

## ALGORITHM OF SIGNAL PROCESSING IN THE RADAR SYSTEM WITH CONTINUOUS FREQUENCY MODULATED RADIATION FOR DETECTION OF SMALL-SIZED AERIAL OBJECTS, ESTIMATION OF THEIR RANGE AND VELOCITY

**Abstract.** Nowadays the interest in search of ways of improving the efficiency of small radar cross-section aerial objects detection and localization rises against the background of widespread use of light and unmanned aerial vehi-cles. As a result, researchers pay attention to radar systems (RS) with continuous linear frequency modulation (linear FM) signal. The use of such signals gives the measurable opportunity to reduce radar system peak-speech power and to cut the cost and weight-size parameters of the RS. The paper observes low-power ground based radar implementation prospects for purposes of detection and estimation of motion rates of small-sized aerial objects. The proposed algorithm of radar signals processing enables to simplify the detection of such tar-gets. The paper reveals the structure and defines the steps of the algorithm. The fundamental for the algorithm under consideration is the method of the range-Doppler image composition of the scanned area using digital signal processing. The paper presents the results of the algorithm operation in the low-power RS of C-band radar, obtained by processing of quadrotor echo-signals during the real experiment. The results show successful solvation of the applied problem of detection and tracking on the small-sized aerial object with the radar cross-section equal to less than 0.5 m<sup>2</sup> and the spectrum of secondary radiation characterized by the expressed multimodality. The results of the experiment validate the application of the algorithm and demonstrate the possibility of the algorithm implementation in design of portable RS and automated target acquisition centers for detecting and tracking of the small-sized aerial targets (both, single as multi agent) with the information display on operator control panel.

Key words: radar system, signal processing, small-sized aerial objects, target return, range-Doppler image

**For citation:** Kupryashkin I. F., Sokolik N. V. Algorithm of Signal Processing in the Radar System with Continuous Frequency Modulated Radiation for Detection of Small-Sized Aerial Objects, Estimation of their Range and Velocity. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 1, pp. 39–47. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-39-47 (In Russian)

Введение. Обнаружение малоразмерных воздушных объектов (легкомоторных самолетов, вертолетов и беспилотных летательных аппаратов) является одной из важнейших задач современных радиоэлектронных систем наблюдения [1]. Ее актуальность обусловлена значительным увеличением объемов производства малоразмерных летательных аппаратов и возрастанием степени угроз, обусловленных их широким использованием. В то же время, селекция и определение параметров движения таких целей на фоне пассивных помех представляет собой довольно сложную задачу [2].

В последнее время наблюдается значительный интерес к радиолокационным системам (РЛС) с непрерывным линейно-частотно-модулированным зондирующим сигналом [2]–[5], так как его использование позволяет существенно уменьшить пиковую мощность излучения РЛС и, как следствие, снизить энергопотребление и улучшить массогабаритные и стоимостные характеристики системы.

Малоразмерные воздушные объекты обычно характеризуются эффективной площадью рассея-40 ния порядка 0.001...0.1 м<sup>2</sup> [6]–[8], что при относительно низкой средней мощности (0.01...1 Вт) РЛС с непрерывным излучением приводит к необходимости увеличения продолжительности интервала когерентного накопления эхосигналов целей для обеспечения требуемого качества их обнаружения. Однако характерной особенностью эхосигналов таких объектов, как, например, мультикоптеры, служит многомодальность спектра доплеровских частот [6], [7], что существенно затрудняет определение их скорости с использованием традиционных подходов, применяемых в импульсно-доплеровских РЛС.

В связи с этим цель настоящей статьи – создание алгоритма обработки сигналов в РЛС с непрерывным излучением, обеспечивающего эффективную фильтрацию эхосигналов малоразмерных объектов на фоне пассивных помех и фоновых шумов.

Описание алгоритма. Структурная схема РЛС с непрерывным излучением (рис. 1) включает передающее устройство ПдУ, приемное



устройство ПрУ, смеситель См, фильтр нижних частот ФНЧ, аналого-цифровой преобразователь АЦП и систему цифровой обработки сигнала ЦОС. Ее функционирование с использованием предлагаемого алгоритма обработки принятых сигналов включает следующие основные этапы:

формирование и излучение зондирующего сигнала;

- прием и демодуляция эхосигнала;

 преобразование полученного сигнала в цифровую форму;

 дискретное преобразование Фурье (ДПФ) выборок отсчетов сигнала, зарегистрированных в течение заданного временно́го интервала когерентного накопления (формирование набора комплексных дальностных портретов зоны обзора);

 формирование дальностно-доплеровского портрета зоны обзора посредством выполнения ДПФ над выборками отсчетов комплексных дальностных портретов, соответствующих одинаковым наклонным дальностям (выборками отсчетов отдельных каналов дальности);

– фильтрация пассивных помех;

 выделение отметок эхосигналов целей на дальностно-доплеровском портрете с использованием адаптивного детектора локальных неоднородностей;

 межпериодное усреднение амплитуд сигналов в отдельных каналах дальности.

Рассмотрим этапы алгоритма обработки сигналов в РЛС с непрерывным излучением более подробно на примере изотропного точечного отражателя.

Формирование и излучение зондирующего сигнала. Сигнал, формируемый ПдУ РЛС с непрерывным излучением и излучаемый в течение отдельного периода зондирования *T*, описывается соотношением

$$s_{\Pi_{\text{J}}\text{J}\text{V}}(t) = A_0 \cos \left[ 2\pi f_0 t + (b/2) t^2 + \psi_0 \right], \ t \in [0; T],$$

где  $A_0$  – амплитуда зондирующего сигнала;  $f_0$  – начальная частота;  $b = 2\pi\Delta f_c/T$  – скорость изменения частоты, причем  $\Delta f_c$  – ширина спектра сигнала;  $\psi_0$  – начальная фаза.

Прием и демодуляция эхосигнала. Принятый эхосигнал перемножается с опорным в смесителе См (рис. 1), и далее в результате фильтрации ФНЧ формируется сигнал разностной частоты.

Частота среза ФНЧ определяется как

$$f_{\rm cp} = R_{\rm max}/C_r$$

где  $R_{\text{max}}$  – ограничение по дальней границе зоны обзора РЛС;  $C_r = cT/(2\Delta f_c)$  – коэффициент пересчета значений дальности до цели в соответствующие значения разностной частоты; c – скорость света.

Сигнал на выходе ФНЧ описывается выражением

$$s(t) = A_0 \cos\left[2\pi f_0 \tau(t) + b\tau(t)t - (b/2)\tau^2(t) + \psi_0\right], t \in [0; T],$$

где  $\tau(t) = 2R(t)/c$  – время задержки, причем R(t) – закон изменения расстояния между РЛС и целью.

В большинстве практических случаев изменением времени задержки эхосигнала в течение периода модуляции можно пренебречь. Тогда демодулированный эхосигнал на *n*-м зондировании описывается упрощенным выражением:

$$s_n(t) = A_0 \cos\left(2\pi f_{pn}t + \psi_n\right), \tag{1}$$
$$t \in [0; T], \ n = \overline{1, N_f},$$

где  $f_{pn} = b\tau_n/(2\pi)$  – разностная частота демодулированного эхосигнала;  $\psi_n = 2\pi f_0 \tau_n + \psi_0$  – начальная фаза, причем  $\tau_n = 2RnT/c$  – время задержки эхосигнала в начале *n*-го зондирования;  $N_f = T_H/T$  ( $T_H$  – длительность интервала когерентного накопления).

Преобразование полученного сигнала в цифровую форму. Частота дискретизации демодулированного эхосигнала при его аналого-цифровом преобразовании выбирается согласно классическому условию [6]  $F_{ALIII} = 2 f_{cp}$ . После дискретизации и запоминания в памяти ЦОС (рис. 1) демодулированный сигнал представляет собой двумерный массив отсчетов вида

$$S = \{s_{i,n}\}; \ s_{i,n} = s_n(t_i),$$
(2)  
=  $\overline{0, N_{cu} - 1}, \ n = \overline{0, N_f - 1},$ 

где  $t_i = i\Delta t = i/F_{A \amalg \Pi}$ ;  $N_{c H} = F_{A \amalg \Pi} T$ .

i

Формирование набора комплексных дальностных портретов зоны обзора. Двумерный дальностный портрет зоны обзора формируется следующей операцией:

$$\dot{S}_r = F_{\parallel} \{S; K_r\},\tag{3}$$

где  $F_{||}\{\cdot\}$  – оператор ДПФ, выполняемый с коэффициентом частотной интерполяции  $K_r^{-1}$  над всеми  $N_f$  столбцами двумерного массива отсчетов дискретизированного эхосигнала S (2), зарегистрированного в течение интервала когерентного накопления  $T_{\rm H}$ .

Спектр эхосигнала (1), принятого в отдельном периоде зондирования, описывается выражением

$$\dot{S}_{r}(f) = \frac{A_{0}T}{2} \left| \frac{\sin\left[\pi T \left(f_{pn} - f\right)\right]}{\pi T \left(f_{pn} - f\right)} \right| \times \exp\left\{ j \left[\pi T \left(f_{pn} - f\right)\right] + \psi_{n} \right\}.$$
(4)

Составляющие его отсчеты дискретных дальностных портретов определяются как

$$\begin{split} \dot{s}_{r_{n,k}} &= \frac{A_0 T}{2} \left| \frac{\sin \left[ \pi T \left( f_{\text{p}n} - f_k \right) \right]}{\pi T \left( f_{\text{p}n} - f_k \right)} \right| \times \\ &\times \exp \left\{ j \left[ \pi T \left( f_{\text{p}n} - f_k \right) \right] + \psi_n \right\}, \end{split}$$

где  $f_k = k \delta f_p = k/(K_r T)$ , причем  $\delta f_p = 1/(K_r T)$  – шаг изменения разностной частоты на дальностном портрете.

Формирование дальностно-доплеровского портрета зоны обзора. Из (4) следует, что положение максимума огибающей спектра соответствует разностной частоте демодулированного сигнала  $f_{pn}$ , причем фаза гармоники  $\psi_n$  на этой частоте определяется временной задержкой эхосигнала на *n*-м зондировании. Тогда среднее значение доплеровского изменения частоты на интервале наблюдения [(n-1)T; nT] определяется через отношение приращения фазы к периоду модуляции сигнала:

$$f_{\mathrm{d}n} = \left( \psi_n - \psi_{n-1} \right) / (2\pi T).$$

Дальностно-доплеровский портрет зоны обзора формируется с помощью операции

$$\dot{S}_f = F_= \left\{ \dot{S}_r; K_f \right\},\tag{5}$$

где  $F_{=}\{\cdot\}$  – оператор ДПФ, выполняемый с коэффициентом частотной интерполяции  $K_{f}^{1}$  над всеми  $N_r$  строками двумерного массива отсчетов дальностного портрета  $\dot{S}_r$  (3), зарегистрированного в течение интервала когерентного накопления.

.....

На основе оценки положения максимума огибающей двумерного спектра эхосигнала цели, т. е. определения номера его строки k и столбца m на дальностно-доплеровском портрете можно перейти к оценкам ее дистанции и скорости движения

$$\hat{R} = C_r (f_{pk} - f_{\mathcal{A}m}); \ \dot{v}_r = -f_{\mathcal{A}m} c / (2f_0),$$
 (6)

где  $f_{\rm Дm} = (m - K_f N_f / 2) \delta f_{\rm Д}$  – доплеровский сдвиг частоты эхосигнала цели, причем  $\delta f_{\rm Д} = 1/(K_f T_{\rm H})$  – значение шага доплеровской частоты на дальностно-доплеровском портрете.

Фильтрация пассивных помех. С целью исключения обнаружения и оценки параметров эхосигналов неподвижных отражателей процедуре поиска частотных пиков (определения индексов *k* и *m*) должен предшествовать этап режекции спектральных составляющих, расположенных в области нулевых значений доплеровских частотных сдвигов.

В [9], [10] отмечается, что огибающая спектральной плотности мощности пассивных помех довольно точно аппроксимируется экспоненциальной моделью:

$$S_{\Pi,\Pi}(f) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_f} \exp\left(\frac{\sqrt{2}|f|}{\sigma_f}\right),$$

где  $\sigma_f = 2\sigma_v/\lambda$ , причем  $\sigma_v$  – среднеквадратическое значение скорости движения пассивных отражателей (от 0.12 м/с при легком ветре до 0.37 м/с при штормовом);  $\lambda = c/f_0$ .

С учетом (6) пассивные помехи можно режектировать, поочередно построчно перемножая элементы массива  $\dot{S}_f$  (5) с вектором отсчетов U, элементы которого определяются как

$$U_m = 1 - \sqrt{\exp\left(\frac{\sqrt{2}\left|f_{\mathcal{I}m}\right|}{\sigma_f}\right)}$$

Выделение отметок эхосигналов целей на дальностно-доплеровском портрете. Адаптивное обнаружение частотных пиков можно осуществить при помощи детектора типа CFAR (Constant False Alarm Rate) [11]–[13], принцип функционирования которого в самом общем виде состоит в анализе отсчетов, локализованных в пределах прямоугольной скользящей области (рис. 2).

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Коэффициенты частотной интерполяции  $K_r$  и  $K_f$  определяют количество цифровых отсчетов на одну спектральную составляющую. Их значения в диапазоне 1...8 определяются производительностью устройства ЦОС и требуемой детализацией дальностно-доплеровского портрета.



*Puc. 2.* Рабочая область алгоритма CFAR *Fig. 2.* CFAR algorithm operating space

Определение порога обнаружения осуществляется на основе оценки плотности распределения отсчетов в зоне фоновых отражений (рис. 2, 3). В случае, если значение достаточной статистики, определяемое по отсчетам тестируемой зоны (рис. 2, 1), превышает значение этого порога, принимается решение об обнаружении цели.

Размеры тестируемой зоны задаются исходя из ожидаемого диапазона скоростей воздушных объектов. Ее минимальная протяженность по координате дальности обычно определяется как

 $n_r = (1.3...1.5) \Delta R_{\max} / (C_r \delta f_p),$ 

а по координате доплеровского сдвига – как

$$n_{\rm p} = (1.3...1.5)(2f_0\Delta v_{\rm max})/(c\delta f_{\rm p})$$

где  $\Delta R_{\text{max}} = v_{\text{max}}T_{\text{H}}$  – изменение расстояния между РЛС и объектом, движущимся с максимальной скоростью  $v_{\text{max}}$ , за интервал когерентного накопления  $T_{\text{H}}$ ;  $\Delta v_{\text{max}}$  – максимальное изменение радиальной скорости движения объекта, движущегося с максимальной скоростью  $v_{\text{max}}$ , за тот же интервал когерентного накопления  $T_{\text{H}}$ .

Размеры критической зоны (рис. 2, 2) выбираются такими, чтобы исключить влияние отсчетов отметки цели на результат оценки параметров плотности распределения отсчетов в зоне фоновых отражений [13].

Межпериодное усреднение амплитуд сигналов в отдельных каналах дальности. Характерной особенностью дальностно-доплеровских портретов малоразмерных воздушных объектов, в первую очередь таких, как мультикоптеры, является многомодальность спектра доплеровских частот [6], [7]. В результате точное определение скорости движения цели становится затруднительным вследствие значительной неоднозначности доплеровского сдвига частоты ее эхосигнала. В такой ситуации целесообразно использовать CFAR-детектор не для точной локализации отметки цели, а для подавления областей дальностно-доплеровского портрета, уровень сигнала в которых не превышает пороговый. Последующее некогерентное суммирование его столбцов, т. е. огибающих дальностных портретов в отдельных доплеровских каналах, позволяет сформировать усредненный одномерный дальностный портрет зоны обзора:

$$\overline{S}_{k} = \frac{1}{N_{f}K_{f}} \sum_{m=0}^{N_{f}K_{f}-1} \left| \tilde{S}_{f_{k,m}} \right|,$$

где  $\tilde{S}_f = \{\tilde{S}_{f_{k,m}}\}$  – массив отсчетов дальностнодоплеровского портрета зоны обзора после выполнения процедур подавления пассивных помех и фоновых шумов.

**Результаты экспериментов.** Описанный алгоритм обработки сигналов использовался в эксперименте по обнаружению квадрокоптера (рис. 3) с помощью РЛС, разработанной коллективом сотрудников ВУНЦ ВВС "ВВА" совместно с АО "НИИ СТТ" (г. Смоленск) (рис. 4). Параметры РЛС приведены в таблице.



*Puc. 3.* Внешний вид квадрокоптера, задействованного в эксперименте *Fig. 3.* Appearance of the quadrotor used in the experiment



*Рис.* 4. Внешний вид РЛС, использовавшейся в эксперименте по обнаружению квадрокоптера *Fig.* 4. Appearance of the radar used in the quadrotor detecting experiment

Radar basic specifications			
Параметр	Характеристики		
Parameter	Specifications		
	5.47		
Длина волны, см	(С-диапазон)		
wavelength, chi	(C-band)		
Мощность излучаемого сигнала, Вт	1		
Radiated signal power, W	1		
Ширина спектра сигнала $\Delta f_c$ , МГц	475		
Signal spectrum width, MHz			
Период модуляции Т, мкс	1200		
Modulation period <i>T</i> , µs	1200		
Максимальная дальность действия, км	4		
Maximum range, km			
Масса комплекта, кг	4		
Weight, kg			
Поляризация			
Polarization	11, DD, DI, ID		

Ochobnie характеристики РЛС Radar basic specifications

На рис. 5 приведен пример дальностно-доплеровского портрета зоны обзора РЛС (результат формирования дальностно-доплеровского портрета зоны обзора). Яркая вертикальная полоса обусловлена пассивными помехами. На рис. 6 показан соответствующий этому портрету



*Puc.* 5. Дальностно-доплеровский портрет зоны обзора до режекции пассивных помех *Fig.* 5. Range-Doppler image of scanned area before clutter rejecting



*Рис.* 7. Дальностно-доплеровский портрет зоны обзора после режекции пассивных помех *Fig.* 7. Range-Doppler image of scanned area after clutter rejecting

дальностный профиль, усредненный за интервал наблюдения  $T_{\rm H} = 0.24$  с.

На рис. 7 показан дальностно-доплеровский портрет сектора наблюдения после режекции пассивных помех (результат фильтрации при  $\sigma_v = 0.2 \text{ м/c}$ ), а на рис. 8 – соответствующий этому портрету дальностный профиль, также усредненный за интервал наблюдения  $T_{\rm H} = 0.24$  с. На рис. 7 штриховыми линиями выделены моды отметки квадрокоптера. В отличие от рис. 6, на рис. 8 отчетливо наблюдается отдельный пик на дальности около 260 м, соответствующий эхосигналу квадрокоптера.

На всех дальностно-доплеровских портретах зоны обзора РЛС (рис. 5 и 7) присутствует горизонтальная полоса различной интенсивности на фиксированной дальности, порожденная доплеровскими составляющими эхосигналов от вращающихся винтов квадрокоптера. Наличие подобной отметки можно считать информативным признаком воздушного объекта типа мультикоптера.



Puc. 6. Усредненный дальностный портрет до режекции пассивных помех Fig. 6. Averaged range image before clutter rejecting





Дальнейшая обработка усредненного дальностного портрета может включать обнаружение и оценку дальности до целей. Определение скорости при этом обеспечивается за счет оценки смещения отметки цели по дальности за промежуток времени между соседними интервалами когерентного накопления, т. е. с использованием традиционных методов вторичной обработки радиолокационных сигналов [14], [15]. Недостаток такого подхода представляет невозможность разрешения целей, находящихся на одной дальности, по их доплеровским сдвигам. Однако если учесть, что полоса частот в современных РЛС с непрерывным излучением составляет десятки и сотни мегагерц, т. е. что разрешение по наклонной дальности составляет около метра или лучше, такую ситуацию можно считать маловероятной и, в любом случае, весьма непродолжительной.

Заключение. Таким образом, в целях снижения мощности излучения и, как следствие, повышения мобильности, энергоэффективности и скрытности работы наземной РЛС предложено использовать непрерывные линейно-частотно-модулированные сигналы. В настоящей статье достаточно подробно рассмотрен алгоритм обработки таких сигналов, базирующийся на создании набора комплексных дальностных портретов зоны обзора РЛС на интервале когерентного накопления информации с дальнейшим формированием на этой основе дальностно-доплеровского портрета наблюдаемого сектора пространства. Последующая режекция стабильных спектральных составляющих пассивных отражателей и выделение спектра эхосигнала цели алгоритмом типа CFAR служат основой формирования усредненного дальностного портрета зоны ответственности РЛС с однозначным выделением на нем отметок реальных целей.

В ходе натурного эксперимента с использованием РЛС С-диапазона средней мощностью излучения 1 Вт достигнута точность определения наклонной дальности наблюдаемой сложной цели с мультимодальным вторичным излучением (квадрокоптера) до 1 м, радиальной скорости до 1 м/с, установлена возможность определения типа цели.

Проведенный натурный эксперимент показал возможность практической реализации описанного алгоритма обработки непрерывных линейночастотно-модулированных сигналов в целях эффективного обнаружения и определения параметров движения малоразмерных низковысотных воздушных объектов, характеризующихся невысокой радиолокационной заметностью.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Павлушенко М. И., Евстафьев Г. М., Макаренко И. К. Беспилотные летательные аппараты: история, применение, угроза распространения и перспективы развития // Науч. зап. ПИР-центра: Национальная и глобальная безопасность. 2004. № 2 (26). 612 с.

2. Zaugg E. C., Edwards M. C., Margulis A. The slimsar: a small, multi-frequency, synthetic aperture radar for uas operation // 9th IEEE Intern. Radar Conf. 2010. Washington, DC. 10–14 May 2010, Piscataway: IEEE, 2010. doi: 10.1109/RADAR.2010.5494612

3. Duersch M. I. BYU MICRO-SAR: A very small, lowpower lfm-cw sar: master's thesis. Brigham Young University. Provo, UT. URL: https://scholarsarchive.byu.edu/cgi /viewcontent.cgi?article=1727&context=etd/ (дата обращения 01.02.2019) doi: 10.1109 /IGARSS.2006.110

4. Zaugg E. C. Theory and application of motion compensation for LFM-CW SAR // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing. 2008. Vol. GRS-46, № 10. P. 2990–2998.

5. Малогабаритная двухдиапазонная РСА для беспилотного авиационного комплекса / А. В. Богомолов, И. Ф. Купряшкин, В. П. Лихачев, Л. Б. Рязанцев // Тр. XXIX Всерос. симпозиума "Радиолокационное исследование природных сред", Санкт-Петербург, 25–26 марта 2015 г. / ВКА им. А. Ф. Можайского. СПб.: 2015. Вып. 11. С. 235–240.

6. A system for measurement of electromagnetic wave scattered by small UAVs / A. V., Khristenko, M. O. Ko-

novalenko, M. E. Rovkin, V. A. Khlusov, A. V. Marchenko, A. A. Sutulin, N. D. Malyutin // 2017 Intern. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON-2017). Astana, Kazakhstan, 29–30 June, 2017. doi: 10.1109 /SIBCON.2017.7998472

7. The radar cross section of small propellers on unmanned aerial vehicles / T. Peto, S. Bilicz, L. Szucs, S. Gyimothy, J. Pavo // EuCAP 2016, Davos, Switzerland, 10–15 April, 2016. doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481645

8. Pieraccini M., Miccinesi L., Rojhani N. RCS Measurements and ISAR images of small UAVs // IEEE A&E Systems Magazine. 2017. Vol. 32, iss. 9. P. 28–32. doi: 10.1109/MAES.2017.160167

9. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 1 / под ред. М. И. Сколника; пер. с англ. под общ. ред. В. С. Вербы. М.: Техносфера, 2015. 672 с.

10. Billingsley J. B. Low-angle radar land clutter // Measurements and Empirical Models. Norwich, NY: William Andrew Publishing, 2002. 307 p.

11. Sniekers T. Design of a constant false alarm rate (CFAR) detection scheme: master's thesis. University of Twenty, August 14, 2015. 117 p. URL: https://utwente.nl /en/eemcs/sacs/teaching/Thesis/sniekers.pdf (дата обращения 01.02.2019)

12. A new detection method based on CFAR and DE for OFPS / Zenzheng Qiu, Tong Zheng, Hongquan Qu, Liping

Pang // Photonic Sensors. 2016. Vol. 6, № 3. P. 261–267. doi 10.1007/s13320-016-0342-8

13. Купряшкин И. Ф, Лихачев В. П. Космическая радиолокационная съемка земной поверхности в условиях помех. Воронеж: Научная книга, 2014. 460 с.

Статья поступила в редакцию 14 ноября 2018 г. Статья принята к публикации 11 февраля 2019 г. 14. Кузьмин С. З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. Киев: Изд-во КВіЦ, 2000. 428 с.

15. Кристаль В. С. Оптимальная обработка радиолокационных сигналов. М.: Новое время, 2014. 208 с.

Купряшкин Иван Федорович – доктор технических наук (2017), доцент (2011) кафедры боевого применения средств РЭБ (с воздушно-космическими системами управления и наводящимся оружием) военного учебно-научного центра "Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина". Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокационные системы, системы радиоэлектронного противодействия радиолокационным системам. E-mail: ifk78@mail.ru

Соколик Наталья Валентиновна – инженер по специальности "Сети связи и системы коммутации" (2001, Новочеркасский военный институт связи), начальник отделения Информационно-технического центра Южного военного округа (г. Ростов-на-Дону). Автор 27 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокационные системы, радиоэлектронные системы, обработка сигналов. E-mail: sokolik777@mail.ru

#### REFERENCES

1. Pavlushenko M. I., Evstafev G. M., Makarenko I. K. Unmanned Aerial Vehicles: History, Application, Threat of Proliferation and Development Prospects. PIR Center Study Papers: Russia and Global Security. 2004, no. 2 (26), 612 p. (In Russian)

2. Zaugg E. C., Edwards M. C., Margulis A. The Slim-SAR: a Small, Multi-Frequency, Synthetic Aperture Radar for UAS Operation. 9th IEEE Intern. Radar Conf. 2010. 10–14 May 2010, Washington, DC. Piscataway, IEEE, 2010. doi: 10.1109/RADAR.2010.5494612

3. Duersch M. I. BYU MICRO-SAR: A Very Small, Low-Power LFM-CW SAR: Master's Thesis. Brigham Young University. Provo, UT. Available at: https://scholarsarchive. byu.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=1727&context=etd/ (accessed 01.02.2019) doi: 10.1109 /IGARSS.2006.110

4. Zaugg E. C. Theory and Application of Motion Compensation for LFM-CW SAR. IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing. 2008, vol. GRS-46, no. 10, pp. 2990–2998.

5. Bogomolov A. V., Kupryashkin I. F., Likhachev V. P., Ryazantsev L. B. *Malogabaritnaya dvukhdiapazonnaya RSA dlya bespilotnogo aviatsionnogo kompleksa* [Compact Dual-Band SAR for Unmanned Aircraft Complex]. *Trudy XXIX Vseross. simpoziuma "Radiolokatsionnoe issledovanie prirodnykh sred"* [Proc. of the XXIX All-Rus. Symp. "Radar Survey of Natural Media"], 25–26 March 2015, SPb, VKA im. A. F. Mozhaiskogo, 2015, vol. 11, pp. 235–240. (In Russian)

6. Khristenko A. V., Konovalenko M. O., Rovkin M. E., Khlusov V. A., Marchenko A. V., Sutulin A. A., Malyutin N. D. A System for Measurement of Electromagnetic Wave Scattered by Small UAVs. 2017 Intern. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON-2017). 29–30 June, 2017, Astana, Kazakhstan. doi: 10.1109 /SIBCON.2017.7998472

7. Peto T., Bilicz S., Szucs L., Gyimothy S., Pavo J. The Radar Cross Section of Small Propellers on Unmanned Aerial Vehi-

Received November, 14, 2018 Accepted February, 11, 2019 cles. EuCAP 2016. 10–15 April, 2016, Davos, Switzerland, 2016. doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481645

8. Pieraccini M., Miccinesi L., Rojhani N. RCS Measurements and ISAR Images of Small UAVs. IEEE A&E Systems Magazine. 2017, vol. 32, iss. 9, pp. 28–32. doi: 10.1109/MAES.2017.160167

9. *Spravochnik po radiolokatsii* [Radar Reference Guide]. Ed. by M. I. Skolnik. Vol. 1. Moscow, *Tekhnosfera*, 2015, 672 p. (In Russian)

10. Billingsley J. B. Low-angle Radar Land Clutter. Measurements and Empirical Models. Norwich, NY, William Andrew Publishing, 2002, 307 p.

11. Sniekers T. Design of a Constant False Alarm Rate (CFAR) detection scheme: Master's Thesis. University of Twenty, August 14, 2015. 117 p. Available at: https://utwente.nl/en/eemcs/sacs/teaching/Thesis/sniekers. pdf (accessed 01.02.2019)

12. Zenzheng Qiu, Tong Zheng, Hongquan Qu, Liping Pang. A New Detection Method Based on CFAR and DE for OFPS. Photonic Sensors. 2016, vol. 6, no. 3, pp. 261–267. doi 10.1007/s13320-016-0342-8

13. Kupryashkin I. F, Likhachev V. P. *Kosmicheskaya* radiolokatsionnaya s"emka zemnoi poverkhnosti v usloviyakh pomekh [Space Radar Survey of the Earth's Surface under Noise Conditions]. Voronezh, *Nauchnaya kniga*, 2014, 460 p. (In Russian)

14. Kuz'min S. Z. *Tsifrovaya radiolokatsiya. Vvedenie v teoriyu* [Digital Radar. Introduction to the Theory]. Kiev, *Izd-vo KViTs*, 2000, 428 p. (In Russian)

15. Kristal' V. S. *Optimal'naya obrabotka radiolokatsionnykh signalov* [Optimum Processing of Radar Signals]. Moscow, *Novoe vremya*, 2014, 208 p. (In Russian) *Ivan F. Kupryashkin* – Dr. of Sci. (Engineering) (2017), Assosiate Professor (2011) of the Departament of Combat Use of Electronic Warfare Systems (with Aerospace Control Systems and Guided Weapons) of Military Educational and Scientific Center of the Air Force "N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin Air Force Academy". The author of more than 100 publications. Area of expertise: radar systems; systems of radioelectronic counteraction to radar. E-mail: ifk78@mail.ru

*Natal'ya V. Sokolik* – Dipl.-engineering (2001), Engineer in "Communication Networks and Switching Systems" of Novocherkassk Military Signal Institute. Head of the Department of the Information-Technical Center of the South Military Command (Rostov-on-Don). The author of 27 publications. Area of expertise: radar systems; radioelectronic systems; signal processing.

E-mail: sokolik777@mail.ru



# RADIOLOCATION AND RADIO NAVIGATION РАДИОЛОКАЦИЯ И РАДИОНАВИГАЦИЯ

https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-1-39-47 УДК 621.396.962.2

### Ivan F. Kupryashkin

Military Educational and Scientific Center of the Air Force "N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin Air Force Academy" 54A, Starykh Bolshevikov Str., 394064, Voronezh, Russia **Natal'ya V. Sokolik**<sup>⊠</sup> Information-Technical Center of the South Military Command

43, Budyonnovsky Pr., 344011, Rostov-on-Don, Russia

## ALGORITHM OF SIGNAL PROCESSING IN THE RADAR SYSTEM WITH CONTINUOUS FREQUENCY MODULATED RADIATION FOR DETECTION OF SMALL-SIZED AERIAL OBJECTS, ESTIMATION OF THEIR RANGE AND VELOCITY

**Abstract.** Nowadays the interest in search of ways of improving the efficiency of small radar cross-section aerial objects detection and localization rises against the background of widespread use of light and unmanned aerial vehicles. As a result, researchers pay attention to radar systems (RS) with continuous linear frequency modulation (linear FM) signal. The use of such signals gives the measurable opportunity to reduce radar system peak-speech power and to cut the cost and weight-size parameters of the RS. The paper observes low-power ground based radar implementation prospects for purposes of detection and estimation of motion rates of small-sized aerial objects. The proposed algorithm of radar signals processing enables to simplify the detection of such tar-gets. The paper reveals the structure and defines the steps of the algorithm. The fundamental for the algorithm under consideration is the method of the range-Doppler image composition of the scanned area using digital signal processing. The paper presents the results of the algorithm operation in the low-power RS of C-band radar, obtained by processing of quadrotor echo-signals during the real experiment. The results show successful solvation of the applied problem of detection and tracking on the small-sized aerial object with the radar cross-section equal to less than 0.5 m<sup>2</sup> and the spectrum of secondary radiation characterized by the expressed multimodality. The results of the experiment validate the application of the algorithm and demonstrate the possibility of the algorithm implementation in design of portable RS and automated target acquisition centers for detecting and tracking of the small-sized aerial targets (both, single as multi agent) with the information display on operator control panel.

Key words: radar system, signal processing, small-sized aerial objects, target return, range-Doppler image

**For citation:** Kupryashkin I. F., Sokolik N. V. Algorithm of Signal Processing in the Radar System with Continuous Frequency Modulated Radiation for Detection of Small-Sized Aerial Objects, Estimation of their Range and Velocity. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 1, pp. 48–55. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-39-47

### И. Ф. Купряшкин

Военный учебно-научный центр "Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина" ул. Старых Большевиков, д. 54А, Воронеж, 394064, Россия **Н. В. Соколик<sup>⊠</sup>** Информационно-технический центр Южного военного округа

пр. Буденновский, д. 43, Ростов-на-Дону, 344011, Россия

## АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ С НЕПРЕРЫВНЫМ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ В ИНТЕРЕСАХ ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОЗАМЕТНЫХ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ, ОЦЕНКИ ИХ ДАЛЬНОСТИ И СКОРОСТИ ДВИЖЕНИЯ

Аннотация. На фоне повсеместного использования беспилотных летательных аппаратов и легкомоторной авиации растет интерес к поиску путей повышения эффективности локализации и определения параметров движения воздушных объектов с малой эффективной площадью рассеяния. В связи с этим закономерно внимание к радиолокационным системам (РЛС) с непрерывным линейно-частотно-модулированным (ЛЧМ) излучением. Использование таких зондирующих сигналов позволяет значительно снизить пиковую мощность РЛС и уменьшить ее массогабаритные и стоимостные характеристики. Статья посвящена исследованию перспективы применения маломощной наземной РЛС с непрерывным ЛЧМ-сигналом в интересах обнаружения, а также определения координат и параметров движения малозаметных воздушных объектов. Предложен алгоритм обработки радиолокационных сигналов, позволяющий упростить процедуру обнаружения таких целей, раскрыта структура и приведено описание этапов алгоритма. В основе рассматриваемого алгоритма лежит методика формирования дальностно-доплеровского портрета зоны обзора с использованием цифровой обработки сигнала. Приведены результаты применения алгоритма в маломощной РЛС С-диапазона, полученные при обработке эхосигналов квадрокоптера, зарегистрированных в ходе натурного эксперимента. Показано успешное решение практической задачи обнаружения и сопровождения малоразмерного воздушного объекта с эффективной площадью рассеяния до 0.5 м², спектр вторичного излучения которого характеризуется выраженной многомодальностью. Результаты эксперимента подтвердили практическую значимость предлагаемого алгоритма и возможность его реализации при создании мобильных переносных радиолокационных комплексов и постов автоматического обнаружения и сопровождения малозаметных одиночных и групповых целей с выдачей информации на пульт оператора.

Ключевые слова: радиолокационная система, обработка сигналов, малоразмерная воздушная цель, эхосигнал, дальностно-доплеровский портрет

Для цитирования: Купряшкин И. Ф., Соколик Н. В. Алгоритм обработки сигналов в радиолокационной системе с непрерывным частотно-модулированным излучением в интересах обнаружения малозаметных воздушных объектов, оценки их дальности и скорости движения // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 1. С. 48–55. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-39-47

**Introduction.** Detection of small-sized aerial objects (light-engine aircrafts, helicopters and drones) is one of the most important tasks of modern radioelectronic surveillance systems [1]. The significant growth in manufacturing of small-sized aerial vehicles and the increase in the degree of threats caused by their widespread determine the relevance of the problem. At the same time, selection and determination of such targets motion rates against the background of clutter is a challenging task [2].

Recently, researchers pay significant interest to the radar systems (RS) with continuous linear-frequencymodulated probing signal [2]–[5], since the use of this signal gives the opportunity to reduce the peak power of RS radiation, and, as a result, to decrease the energy consumption and improve the mass-dimensional and cost characteristics of the system.

Researchers usually characterize small-sized aerial objects by radar cross-section of the order of  $0.001...0.1 \text{ m}^2$  [6]–[8]. This characteristic in case of the continuous relatively low radar power (0.01...1 W) leads to the requirement to increase the echo-signal coherent integration time in order to provide the quality of the target detection. However, the echo-signals of such objects, as for instance multi copters, are characterized by Doppler frequency spectrum multimodality [6], [7]. This fact significantly complicates the target velocity determination using traditional approaches applied in pulse-Doppler radars.

Consequently, the purpose of the paper is to create signal processing algorithm for the continuous radiation radar, providing an effective filtering of echo-signals of small-sized aerial objects on the background of clutter and ambient noise.

**Description of the algorithm.** Continuous wave RS block diagram (Fig. 1) includes the transmitting unit (TU), the receiving unit (RU), the mixing unit



*Fig. 1.* Block Diagram of a Radar System with Continuous Linear FM-Signal

(MU), the low-pass filter (LPF), analog-to-digit converter (ADC) and digital signal processing system (DPS). Continuous wave radar system using the proposed algorithm of processing of the received signals includes the following main steps:

- formation and radiation of the probing signal;

- echo reception and demodulation of the probing signal;

- conversion of the received signal into digital form;

 discrete Fourier transformation (DFT) of the signal samples recorded during the given coherent accumulation time interval (formation of the set of complex long-range portraits of the viewing area);

- clutter filtering;

 selection of target echo targets in the range-Doppler image using the adaptive detector of local inhomogeneity;

 inter-period average signal amplitudes in individual range channels.

Below the steps of the signal processing algorithm on the example of the isotropic point reflector are considered.

Formation and emission of the probing signal. The signal generated by the RS transmitter with continuous radiation and emitted during a separate sensing period T can be described by the following correspondence

$$s_{\text{TU}}(t) = A_0 \cos \left[ 2\pi f_0 t + (b/2) t^2 + \psi_0 \right], \ t \in [0; T],$$

where  $A_0$  – is the probing signal amplitude;  $f_0$  – is the initial frequency;  $b = 2\pi\Delta f_s/T$  – is the speed of the frequency change;  $\Delta f_s$  – is the signal bandwidth;  $\psi_0$  – is the initial phase.

*Receiving and demodulation of the echo-signal.* The received echo-signal is multiplied with the reference one in MU (Fig. 1), and then, as a result of LPF filtering, the differential frequency signal is generated.

The equation below identifies the LPF cutoff frequency

$$f_{\rm cut} = R_{\rm max} / C_r \,,$$

where  $R_{\text{max}}$  – is the restriction on the far edge of the RS area;  $C_r = cT/(2\Delta f_s)$  – is the coefficient of conversion values of the distance to the target in the corresponding values of the difference frequency; c – is the speed of light.

The LPF output signal is defined as follows:

$$s(t) = A_0 \cos \left[ 2\pi f_0 \tau(t) + b\tau(t)t - (b/2)\tau^2(t) + \psi_0 \right], \ t \in [0; T],$$

where  $\tau(t) = 2R(t)/c$  – time delay; R(t) – is the law of change distance between the radar and the target.

In the most practical cases, it is able to neglect the change in echo delay time during the modulation period. Then demodulated echo-signal is described on the *n*-th probing by the simplified expression:

$$s_n(t) = A_0 \cos(2\pi f_{dn}t + \psi_n), \qquad (1)$$
$$t \in [0; T], \ n = \overline{1, N_f},$$

where  $f_{dn} = b\tau_n/(2\pi)$  – is the demodulated return difference frequency of the echo-signal;  $\psi_n = 2\pi f_0 \tau_n + \psi_0$  – is the initial phase,  $\tau_n = 2RnT/c$  – the return time delay at the beginning of the *n*-th probing;  $N_f = T_0/T$  ( $T_0$  – coherent integration time).

The conversion of the obtained signal into digital form. The sampling frequency of the demodulated return signal with its analog-to-digital conversion is chosen according to the classical relation [6]  $F_{ADS} = 2 f_{cut}$ . After sampling and memorizing in DSP memory (Fig. 1) the demodulated signal contributes a two-dimensional array of readouts of the form

$$S = \{s_{i,n}\}; \ s_{i,n} = s_n(t_i),$$
(2)  
$$i = \overline{0, N_c - 1}, \ n = \overline{0, N_f - 1},$$

where  $t_i = i\Delta t = i/F_{ADS}$ ;  $N_c = F_{ADS}T$ .

Formation of complex set of range images of the scanned area. The following equation forms the 2D range image by the following equation:

$$\dot{S}_r = F_{\parallel} \{ S; K_r \}, \tag{3}$$

where  $F_{\parallel}\{\cdot\}$  – is DFT operator implemented with the frequency interpolation coefficient  $K_r$  over all  $N_f$  columns of the two-dimensional discretized echosignal readings *S* (2), registered during the coherent integration time  $T_0$ .

The ratio below describes the spectrum of the echosignal (1) received in the separate probing period

$$\dot{S}_{r}(f) = \frac{A_{0}T}{2} \left| \frac{\sin\left[\pi T(f_{dn} - f)\right]}{\pi T(f_{dn} - f)} \right| \times \exp\left\{ j \left[\pi T(f_{dn} - f)\right] + \psi_{n} \right\}.$$
(4)

The equation determines the spectrum of the echosignal radar range images in the following form:

$$\dot{s}_{r_{n,k}} = \frac{A_0 T}{2} \left| \frac{\sin \left[ \pi T \left( f_{dn} - f_k \right) \right]}{\pi T \left( f_{dn} - f_k \right)} \right| \times \exp \left\{ j \left[ \pi T \left( f_{dn} - f_k \right) \right] + \psi_n \right\},$$

where  $f_k = k\delta f_d = k/(K_r T)$ , and  $\delta f_d = 1/(K_r T)$  – spacing of the difference frequency changing on the radar range image.

Formation of the range-Doppler image of the scanned area. It follows from (4) that the position of the maximum of the spectrum corresponds to the difference frequency of the demodulated signal, with the harmonic phase at this frequency being determined by the time delay of the echo-signal at the *n*-th sounding. Then, the average value of the Doppler frequency change over the observation interval is determined by the ratio of the phase increment to the signal modulation period:

$$f_{\mathrm{D}n} = \left( \psi_n - \psi_{n-1} \right) / (2\pi T).$$

Range-Doppler scanned area image is derived by performing

$$\dot{S}_f = F_= \left\{ \dot{S}_r; K_f \right\},\tag{5}$$

where  $F_{=}\{\cdot\}$  – is the DFT operator performed with the frequency interpolation coefficient  $K_{f}^{1}$  over all  $N_{r}$  lines of the two-dimensional array of distance image readouts  $\dot{S}_{r}$  (3) registered during the coherent integration time.

Based on the estimation of the echo-signal of twodimensional spectrum envelope peak position (i.e. determining of the number of its row k and m column of the range-Doppler image) it is possible to proceed to the estimation of the target distance and velocity

 $\hat{R} = C_r (f_{dk} - f_{Dm}); \ \dot{v}_r = -f_{Dm}c/(2f_0),$  (6) where  $f_{Dm} = (m - K_f N_f / 2)\delta f_D$  – is the Doppler frequency shift of the target return, and  $\delta f_D = 1/(K_f T_0)$  – Doppler frequency step value on the range-Doppler image.

*Clutter filtering.* Before the implementation of the frequency peaks search procedure (finding k and m indexes) the spectral components located in the area of Doppler frequency shifts zero values should be rejected to avoid detection and estimation of parameters of the echo-signal of stationary reflectors.

Works [9], [10] note that the spectral power density envelope of passive clutters accurately approximates by the exponential model:

$$S_{\rm pc}(f) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_f} \exp\left(\frac{\sqrt{2}|f|}{\sigma_f}\right),$$

where  $\sigma_f = 2\sigma_v/\lambda$ , and  $\sigma_v$  – is the mean square value of the passive reflectors velocity (from 0.12 m/s in case of light wind to 0.37 m/s in case of storm);  $\lambda = c/f_0$ .

Taking into account estimation (6) clutters can be rejected by alternately multiplying the array  $\dot{S}_f$  elements (5) with readouts vector **U**. **U** elements can be defined as

$$U_m = 1 - \sqrt{\exp\left(\frac{\sqrt{2} \left| f_{\text{D}m} \right|}{\sigma_f}\right)}.$$

Selection of echo-signal marks on the range-Doppler image. The frequency peaks adaptive detection can be carried out using a Constant False Alarm Rate (CFAR) detector [11]–[13]. CFAR operates (in general terms) to analyze the readouts localized within a rectangular moving area (Fig. 2).

Fig. 2, 3 show the detection of threshold determination based on readouts of density distribution estimation in background reflection zone. In case of sufficient statistic value determined by the readouts of the tested zone (Fig. 2, I) exceeds the threshold value, the algorithm takes the decision to detect the target.

The expected range of air vehicles velocity determines the test zone dimensions. The algorithm determines the minimum length at the range as

$$n_r = (1.3...1.5) \Delta R_{\max} / (C_r \delta f_d),$$

and at the Doppler shift as

$$n_{\rm D} = (1.3...1.5)(2f_0\Delta v_{\rm max})/(c\delta f_{\rm D}),$$

where  $\Delta R_{\text{max}} = v_{\text{max}}T_0$  – is the change of the distance between the radar and the object moving with the maximum velocity  $v_{\text{max}}$ , during the coherent integration time  $T_0$ ;  $\Delta v_{\text{max}}$  – is the maximum change of the object radial velocity (the object is moving at the maximum velocity  $v_{\text{max}}$ , at the same coherent integration time).



Fig. 2. CFAR Algorithm Operating Space

The size of the critical zone is selected (Fig. 2, 2) to exclude the influence of target marks on the result of the parameters estimation of readouts density distribution in the zone of background reflections [13].

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Frequency interpolation coefficients  $K_r$  and  $K_f$  determine the number of digital readouts per spectral component. The values range from 1...8 are determined by the performance of the DSP device and the required detailing of the range-Doppler image.

Signal amplitudes period averaging in separate range channels. The main feature of the range-Doppler image of small-sized aerial objects (mainly multicopters) is Doppler frequency spectrum multimodality [6], [7]. As a result, the precise target velocity determination is difficult due to significant ambiguity of Doppler frequency shift of the target echo-signal.

In this situation, it is rational to use CFAR-detector not for the precise target mark locating, but to suppress range-Doppler image areas, in which the signal level did not exceed the threshold one. Further incoherent summation of the columns (which envelope range-Doppler images in separate channels), allows forming the averaged one-dimensional scanned zone range portrait:



Fig. 3. Appearance of the Quadrotor Used In the Experiment



*Fig. 4.* Appearance of the Radar Used in the Quadrotor Detecting Experiment



Fig. 5. Range-Doppler Image of Scanned Area before Clutter Rejecting

$$\overline{S}_k = \frac{1}{N_f K_f} \sum_{m=0}^{N_f K_f - 1} \left| \tilde{S}_{f_{k,m}} \right|$$

where  $\tilde{S}_f = \{\tilde{S}_{f_{k,m}}\}$  – is the range-Doppler image of scanning zone of the readouts after implementation of suppression procedures of clutter and background noise.

**Results of the experiment.** Researchers from N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin Air Force Academy together with the researchers from the Research institute of telecommunication technologies (Smolensk) carried out the described processing algorithm in the experiment (Fig. 3) to detect the quadrotor (Fig. 3). The Table shows the radar parameters.

Fig. 5 presents the example of the range-Doppler image of radar scanning zone. The bright vertical stripe is caused by the clutter. Fig. 6 shows the range profile correspondent to this portrait averaged over the observation interval  $T_0 = 0.24$  s.

Fig. 7 shows the range-Doppler image of the observation sector after the rejection of clutters (the result

Radar basic specifications		
Parameter	Specifications	
Wayalangth am	5.47	
wavelength, chi	(C-band)	
Radiated signal power, W	1	
Signal spectrum width, MHz	475	
Modulation period $T$ , $\mu$ s	1200	
Maximum range, km	4	
Weight, kg	4	
Polarization	HH, VV, VH, HV	



Fig. 6. Averaged Range Image before Clutter Rejecting

Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 1 Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 1



Fig. 7. Range-Doppler Image of Scanned Area after Clutter Rejecting



*Fig. 8.* Averaged Range Image after Clutter Rejecting and Quadrotor Discrimination

of filtering at  $\sigma_v = 0.2$  m/s), Fig. 8 shows the correspondent to this image range profile averaging during the  $T_0 = 0.24$  s interval.

All range-Doppler images of the radar field of view (Fig. 5 and 7) have a horizontal band of varying intensity at a fixed range, generated by the Doppler components of the echoes of the quadrocopter rotating screws. The presence of such a mark can be considered as an informative sign of as a multikopter.

Further processing of the averaged range image can include target range detection and evaluation. Determination of velocity in this case bases on the estimation of target range mark shift in time between nearby intervals of coherent integration, i.e. with the traditional methods of radar signals secondary processing [14], [15]. The disadvantage of the approach is the inability to resolve same range targets by their Doppler shifts. However, if to consider that frequency band in modern radars with the continuous radiation is equal to hundreds of megahertz, i.e. that inclined range resolution is about a meter or better, this situation can be considered improbable or of a very short time.

**Conclusion.** Thus, in order to reduce the radiation power and, as a result, to increase the mobility, energy efficiency and secrecy of the ground-based radar, it is proposed to use continuous linearfrequency-modulated signals. The paper describes in detail the algorithm for processing of such signals, based on creating of the set of complex range images of the radar field on the interval of coherent accumulation of information with the further formation on this basis of the range-Doppler image of the observed sector of space. The subsequent rejection of the stable spectral components of the passive reflectors and selection of the target echo spectrum using the CFAR algorithm form the basis for the formation of the averaged range portrait of the radar area with the unique selection of the real targets on it.

During the field experiment using C-band radar with the average radiation power equal to 1 W, it was achieved the accuracy of determining the oblique range of the observed complex target with multimodal secondary radiation (quadrotor) up to 1 m, the radial velocity up to 1 m/s, and the possibility to determine the type of target was discerned.

The conducted field experiment showed the possibility of practical implementation of the described algorithm for processing continuous linearfrequency-modulated signals in order to effectively detect and determine the motion parameters of smallsized low-altitude aerial objects characterized by low radar visibility.

#### REFERENCES

1. Pavlushenko M. I., Evstafev G. M., Makarenko I. K. Unmanned Aerial Vehicles: History, Application, Threat of Proliferation and Development Prospects. PIR Center Study Papers: Russia and Global Security. 2004, no. 2 (26), 612 p. (In Russian)

2. Zaugg E. C., Edwards M. C., Margulis A. The Slim-SAR: a Small, Multi-Frequency, Synthetic Aperture Radar for UAS Operation. 9th IEEE Intern. Radar Conf. 2010. 10–14 May 2010, Washington, DC. Piscataway, IEEE, 2010. doi: 10.1109/RADAR.2010.5494612

3. Duersch M. I. BYU MICRO-SAR: A Very Small, Low-Power LFM-CW SAR: Master's Thesis. Brigham Young University. Provo, UT. Available at: https://scholarsarchive. byu.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=1727&context=etd/ (accessed 01.02.2019) doi: 10.1109 /IGARSS.2006.110

4. Zaugg E. C. Theory and Application of Motion Compensation for LFM-CW SAR. IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing. 2008, vol. GRS-46, no. 10, pp. 2990–2998.

5. Bogomolov A. V., Kupryashkin I. F., Likhachev V. P., Ryazantsev L. B. *Malogabaritnaya dvukhdiapazonnaya RSA dlya bespilotnogo aviatsionnogo kompleksa* [Compact Dual-Band SAR for Unmanned Aircraft Complex]. *Trudy XXIX Vseross. simpoziuma "Radiolokatsionnoe issledovanie prirodnykh sred"* [Proc. of the XXIX All-Rus. Symp. "Radar Survey of Natural Media"], 25–26 March 2015, SPb, VKA im. A. F. Mozhaiskogo, 2015, vol. 11, pp. 235–240. (In Russian)

6. Khristenko A. V., Konovalenko M. O., Rovkin M. E., Khlusov V. A., Marchenko A. V., Sutulin A. A., Malyutin N. D. A System for Measurement of Electromagnetic Wave Scattered by Small UAVs. 2017 Intern. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON-2017). 29–30 June, 2017, Astana, Kazakhstan. doi: 10.1109 /SIBCON.2017.7998472

7. Peto T., Bilicz S., Szucs L., Gyimothy S., Pavo J. The Radar Cross Section of Small Propellers on Unmanned Aerial Vehicles. EuCAP 2016. 10–15 April, 2016, Davos, Switzerland, 2016. doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481645

8. Pieraccini M., Miccinesi L., Rojhani N. RCS Measurements and ISAR Images of Small UAVs. IEEE A&E Systems Magazine. 2017, vol. 32, iss. 9, pp. 28–32. doi: 10.1109/MAES.2017.160167

9. *Spravochnik po radiolokatsii* [Radar Reference Guide]. Ed. by M. I. Skolnik. Vol. 1. Moscow, *Tekhnosfera*, 2015, 672 p. (In Russian)

10. Billingsley J. B. Low-angle Radar Land Clutter. Measurements and Empirical Models. Norwich, NY, William Andrew Publishing, 2002, 307 p.

Received November, 14, 2018 Accepted February, 11, 2019 11. Sniekers T. Design of a Constant False Alarm Rate (CFAR) detection scheme: Master's Thesis. University of Twenty, August 14, 2015. 117 p. Available at: https://utwente.nl/en/eemcs/sacs/teaching/Thesis/sniekers. pdf (accessed 01.02.2019)

12. Zenzheng Qiu, Tong Zheng, Hongquan Qu, Liping Pang. A New Detection Method Based on CFAR and DE for OFPS. Photonic Sensors. 2016, vol. 6, no. 3, pp. 261–267. doi 10.1007/s13320-016-0342-8

13. Kupryashkin I. F, Likhachev V. P. Kosmicheskaya radiolokatsionnaya s"emka zemnoi poverkhnosti v usloviyakh pomekh [Space Radar Survey of the Earth's Surface under Noise Conditions]. Voronezh, Nauchnaya kniga, 2014, 460 p. (In Russian)

14. Kuz'min S. Z. *Tsifrovaya radiolokatsiya. Vvedenie v teoriyu* [Digital Radar. Introduction to the Theory]. Kiev, *Izd-vo KViTs*, 2000, 428 p. (In Russian)

15. Kristal' V. S. *Optimal'naya obrabotka radiolokatsionnykh signalov* [Optimum Processing of Radar Signals]. Moscow, *Novoe vremya*, 2014, 208 p. (In Russian)

*Ivan F. Kupryashkin* – Dr. of Sci. (Engineering) (2017), Assosiate Professor (2011) of the Departament of Combat Use of Electronic Warfare Systems (with Aerospace Control Systems and Guided Weapons) of Military Educational and Scientific Center of the Air Force "N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin Air Force Academy". The author of more than 100 publications. Area of expertise: radar systems; systems of radioelectronic counteraction to radar. E-mail: ifk78@mail.ru

*Natal'ya V. Sokolik* – Dipl.-engineering (2001), Engineer in "Communication Networks and Switching Systems" of Novocherkassk Military Signal Institute. Head of the Department of the Information-Technical Center of the South Military Command (Rostov-on-Don). The author of 27 publications. Area of expertise: radar systems; radioelectronic systems; signal processing.

E-mail: sokolik777@mail.ru

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Павлушенко М. И., Евстафьев Г. М., Макаренко И. К. Беспилотные летательные аппараты: история, применение, угроза распространения и перспективы развития // Науч. зап. ПИР-центра: Национальная и глобальная безопасность. 2004. № 2 (26). 612 с.

2. Zaugg E. C., Edwards M. C., Margulis A. The slimsar: a small, multi-frequency, synthetic aperture radar for uas operation // 9th IEEE Intern. Radar Conf. 2010. 10–14 May 2010, Washington, DC. Piscataway: IEEE, 2010. doi: 10.1109/RADAR.2010.5494612

3. Duersch M. I. BYU MICRO-SAR: A very small, lowpower lfm-cw sar: master's thesis. Brigham Young University. Provo, UT. URL: https://scholarsarchive.byu.edu/cgi /viewcontent.cgi?article=1727&context=etd/ (дата обращения 01.02.2019) doi: 10.1109 /IGARSS.2006.110

4. Zaugg E. C. Theory and application of motion compensation for LFM-CW SAR // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing. 2008. Vol. GRS-46, № 10. P. 2990–2998.

5. Малогабаритная двухдиапазонная РСА для беспилотного авиационного комплекса / А. В. Богомолов, И. Ф. Купряшкин, В. П. Лихачев, Л. Б. Рязанцев // Тр. XXIX Всерос. симпозиума "Радиолокационное исследование природных сред", Санкт-Петербург, 25–26 марта 2015 г. СПб.: ВКА им. А. Ф. Можайского. 2015. Вып. 11. С. 235–240.

6. A system for measurement of electromagnetic wave scattered by small UAVs / A. V., Khristenko, M. O. Konovalenko, M. E. Rovkin, V. A. Khlusov, A. V. Marchenko, A. A. Sutulin, N. D. Malyutin // 2017 Intern. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON-2017). Astana, Kazakhstan, 29–30 June, 2017. doi: 10.1109 /SIBCON.2017.7998472

7. The radar cross section of small propellers on unmanned aerial vehicles / T. Peto, S. Bilicz, L. Szucs, S. Gyimothy, J. Pavo // EuCAP 2016, Davos, Switzerland, 10–15 April, 2016. doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481645

8. Pieraccini M., Miccinesi L., Rojhani N. RCS Measurements and ISAR images of small UAVs // IEEE A&E Systems Magazine. 2017. Vol. 32, iss. 9. P. 28–32. doi: 10.1109/MAES.2017.160167

9. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 1 / под ред. М. И. Сколника; пер. с англ. под общ. ред. В. С. Вербы. М.: Техносфера, 2015. 672 с.

10. Billingsley J. B. Low-angle radar land clutter // Measurements and Empirical Models. Norwich, NY: William Andrew Publishing, 2002. 307 p.

11. Sniekers T. Design of a constant false alarm rate (CFAR) detection scheme: master's thesis. University of Twenty, August 14, 2015. 117 p. URL: https://utwente.nl /en/eemcs/sacs/teaching/Thesis/sniekers.pdf (дата обращения 01.02.2019)

12. A new detection method based on CFAR and DE for OFPS / Zenzheng Qiu, Tong Zheng, Hongquan Qu, Liping

Статья поступила в редакцию 14 ноября 2018 г. Статья принята к публикации 11 февраля 2019 г. Pang // Photonic Sensors. 2016. Vol. 6, № 3. P. 261–267. doi 10.1007/s13320-016-0342-8

13. Купряшкин И. Ф, Лихачев В. П. Космическая радиолокационная съемка земной поверхности в условиях помех. Воронеж: Научная книга, 2014. 460 с.

14. Кузьмин С. З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. Киев: Изд-во КВіЦ, 2000. 428 с.

15. Кристаль В. С. Оптимальная обработка радиолокационных сигналов. М.: Новое время, 2014. 208 с.

Купряшкин Иван Федорович – доктор технических наук (2017), доцент (2011) кафедры боевого применения средств РЭБ (с воздушно-космическими системами управления и наводящимся оружием) военного учебно-научного центра "Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина". Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокационные системы, системы радиоэлектронного противодействия радиолокационным системам.

E-mail: ifk78@mail.ru

Соколик Наталья Валентиновна – инженер по специальности "Сети связи и системы коммутации" (2001, Новочеркасский военный институт связи), начальник отделения Информационно-технического центра Южного военного округа (г. Ростов-на-Дону). Автор 27 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокационные системы, радиоэлектронные системы, обработка сигналов.

E-mail: sokolik777@mail.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/10.32603/1993-8985-2019-22-1-56-65 УДК 534.27

Я. Дурукан<sup>⊠</sup>, А. Н. Перегудов, М. М. Шевелько

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

# АНАЛИЗ КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ АКУСТИЧЕСКОГО ТРАКТА ДАТЧИКА УГЛОВОЙ СКОРОСТИ<sup>1</sup>

Аннотация. Изменение характеристик ультразвуковых волн, распространяющихся в твердых вращающихся средах, лежит в основе функционирования акустических датчиков угловой скорости. Уровень информативного сигнала зависит от коэффициента передачи акустического тракта чувствительного элемента (ЧЭ) датчика такого типа, в связи с чем актуальны работы по достижению максимального коэффициента. Акустический тракт ЧЭ на объемных волнах состоит из излучающего и приемного пластинчатых пьезопреобразователей, среды распространения (звукопровода), контактных слоев и электрической нагрузки. Он идентичен тракту ультразвуковых линий задержки. Теоретический анализ характеристик трактов такого типа широко представлен в литературе, однако анализ базируется на решении систем волновых уравнений в одномерном приближении. В этом случае расчеты выполняются без учета ограниченности поперечных размеров. На практике тракт ЧЭ должен иметь ограниченные поперечные размеры, которые могут повлиять на значение коэффициента передачи. Описания экспериментальных исследований в литературе не приводятся. Таким образом, потребовалось провести комплекс теоретических и экспериментальных исследований по анализу коэффициента передачи акустического тракта датчика угловой скорости. Для теоретического анализа разработана моделирующая тракт программа в системе Mathcad. Для экспериментальных исследований создана установка и изготовлен ряд макетов с преобразователями из пьезокварца и пьезокерамики. В результате показано, что теоретические положения, разработанные для одномерного приближения, могут применяться для определения коэффициента передачи акустического тракта ограниченных размеров. Кроме того, использование согласованной электрической нагрузки позволяет увеличить коэффициент передачи. Например, для макета с преобразователями из пьезокварца У-среза это увеличение составило 20 дБ.

Ключевые слова: ультразвуковые волны, акустический тракт, коэффициент передачи, датчик угловой скорости Для цитирования: Дурукан Я., Перегудов А. Н., Шевелько М. М. Анализ коэффициента передачи акустического тракта датчика угловой скорости // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 1. С. 56–65. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-56-65

> Yasemin Durukan<sup>™</sup>, Alexander N. Peregudov, Michael M. Shevelko Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" 5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

### ANALYSIS OF ACOUSTIC PATH TRANSMISSION FACTOR FOR ANGULAR VELOCITY SENSOR

**Abstract.** The change in characteristics of ultrasonic waves' transmittion in solid rotating media is the basis for the operation of acoustic angular velocity sensor. The transmission coefficient of the sensing element (SE) of the acoustic path de-

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента Российской Федерации НШ-4165.2018.8.

ter-mines the level of angular velocity sensor informative signal based on detecting changes in characteristics of bulk acoustic waves in solid media. In this regard, the efforts aimed at obtaining maximum transmission coefficient are relevant and represent an important stage in the design of such devices. The sensitive element of the acoustic path consists of radiating and receiving plate piezoelectric transducers, propagation medium (acoustic duct), contact layers and electrical load. The coefficient is identical to the path of ultrasonic delay lines on bulk acoustic waves. Although, many sources present the theoretical analysis of the path of this type, they carry out the analysis in so-called one-dimensional approximation, i.e. they perform the analysis without taking into account the limited transverse dimensions, whereas the path of the sensing element should have limited lateral dimensions, which can affect the value of transmission coefficient. The above-mentioned sources do not present the results of experiments. Thus, it is necessary to conduct a complex of simulation and experiments to analyze the acoustic path transmission coefficient of the angular velocity sensor. Authors of the paper developed a pathmodeling program in Mathcad software to perform simulation. For implementation of the experiment, authors created the installation, as well as a number of proto-types with transducers made of piezoelectric quartz and piezoelectric ceramics. The results demonstrate that fundamental statements developed for one-dimensional approximation one can use to determine the transmission coefficient of the acoustic path with limited dimensions. Besides, the use of the matched electrical load gives the opportunity to increase the transmission coefficient. For example, in case of Y-cut piezoelectric quartz converter prototype the increase reached 20 dB.

Key words: ultrasound waves, acoustic path, transmission factor, angular velocity sensor

**For citation:** Durukan Ya., Peregudov A. N., Shevelko M. M. Analysis of Acoustic Path Transmission Factor for Angular Velocity Sensor. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 1, pp. 56–65. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-56-65 (In Russian)

Введение. Исследование возможности использования особенностей распространения объемных акустических волн (ОАВ) во вращающейся твердой среде для создания датчиков угловой скорости (ДУС) представляет интерес как в теоретическом [1]–[4], так и в практическом плане [5]–[7].

В рамках работ, проводимых на кафедре электроакустики и ультразвуковой техники (ЭУТ) Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета (СПбГЭТУ) "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), был предложен ряд концепций построения ДУС на ОАВ [5]–[7]. Чувствительный элемент (ЧЭ) (рис. 1) датчика представляет собой твердотельный звукопровод 3, на противоположных торцах которого расположены излучающая пьезопластина ИП и приемная пьезопластина ПП ультразвуковых колебаний с толщинами  $d_{\rm и}$  и  $d_{\rm п}$  соответственно. Для обеспечения передачи этих колебаний между ИП и 3; 3 и ПП расположены контактные слои КС.



Puc. 1. Схема чувствительного элемента Fig. 1. Sensing Element Diagram

Информативный выходной сигнал ДУС вне зависимости от предлагаемых концепций определяется следующим соотношением:

$$U_{\rm BMX} = U_{\rm BX} K_{\Gamma} K_{\rm ak} \Omega$$
,

где  $U_{\rm BX}$  – напряжение, подаваемое на ИП;  $K_{\Gamma}$  – коэффициент передачи гироскопической составляющей, определяемый концепцией построения датчика [6];  $K_{\rm ak}$  – коэффициент передачи акустического тракта датчика;  $\Omega$  – угловая скорость вращения ЧЭ.

Как во многом определяется свойствами конструктивных элементов ЧЭ: материалами и значением резонансных частот преобразователей, материалом и толщинами КС, а также параметрами электрической нагрузки. Таким образом, исследования по оптимизации конструкции акустического тракта, обеспечивающей максимальный коэффициент передачи, представляют неотъемлемую часть работ по созданию рассматриваемого типа ДУС. Для излучения и приема ультразвуковых волн в мегагерцевом частотном диапазоне применение нашли пьезоэлектрические пластинчатые преобразователи. Преобразователи такого типа широко используются в дефектоскопии, ультразвуковой толщинометрии, структурометрии, медицинской диагностике, исследованиях физико-химических свойств материалов, а также в устройствах акустоэлектроники [8]. Система акустического тракта ДУС аналогична тракту ультразвуковых линий задержки (УЛЗ).

Работы по анализу факторов, влияющих на коэффициент передачи акустического тракта, проводились на кафедре ЭУТ СПбГЭТУ "ЛЭТИ" на протяжении долгого времени [9]–[16]. Основной целью исследований была оптимизация конструктивных элементов преобразователя с учетом влияния КС и электрических цепей на коэффициент передачи. Выполненные работы относятся как к области дефектоскопии [9]-[11], так и к задачам оптимизации конструкции УЛЗ [12]-[16]. В [9] впервые были получены выражения, описывающие коэффициент передачи для многослойного преобразователя, состоящего из пьезопластины, демпфера и ряда согласующих слоев. Важно отметить, что теоретические соотношения были получены для так называемого одномерного приближения, т. е. без учета ограниченности поперечных размеров среды распространения и преобразователей. В [10] описана возможность построения согласованного пьезокерамического преобразователя, чувствительность которого не зависит от толщины КС. Как показывают результаты численных расчетов и выполненных экспериментов, чувствительность ПП из пьезокерамики в 20 раз выше, чем у кварцевого преобразователя.

Полоса пропускания УЛЗ исследована в [12], где решена задача обеспечения равномерности частотной характеристики и малого акустического поглощения в звукопроводе. В работе отмечено, что при наличии КС максимум коэффициента передачи лежит выше антирезонансной частоты пьезокварцевого преобразователя Х-среза. В этой же работе исследовано влияние электрической нагрузки в виде электрического колебательного контура на значение полосы пропускания. Показано, что при отсутствии КС резонансные свойства колебательного контура проявляются максимально. При толщине КС, составляющей 0.02 толщин ИП и ПП, частотная зависимость  $K_{a\kappa}(f)$ имеет два максимума, а полоса пропускания заметно увеличивается. Резонансные свойства контура в этом случае менее выражены. Дальнейшее увеличение толщины КС нецелесообразно, поскольку резонансные свойства контура сказываются слабее, более заметно проявляется эффект механического резонанса в системе "пьезопластина-КС". Аналогичные вопросы рассмотрены в [12], [14] для ИП У-среза. Полученные результаты согласуются с ранее проведенным исследованием. В [14] описана вся система волн в пьезопластинах, КС и 3 в режимах излучения и приема. Анализ колебательных систем пьезоэлектрических преобразователей ультразвуковых дефектоскопов, а также основные соотношения, необходимые для расчета и проектирования колебательных систем таких преобразователей, приводятся в [16].

Большое количество работ, посвященных получению оптимальных характеристик акустического тракта, подтверждают актуальность проводимых исследований. Однако следует отметить, что:

1. Используемые для анализа акустического тракта соотношения были получены для так называемого одномерного приближения, т. е. без учета ограниченности поперечных размеров среды распространения и преобразователей, в то время как ЧЭ ДУС имеет ограниченные размеры.

2. В большинстве перечисленных работ представлены результаты теоретических исследований, не имеющие достоверного экспериментального подтверждения. В связи с этим наибольший интерес представляют собой данные, полученные в результате экспериментальных исследований, и условия, при которых они были получены.

3. Целью проводимого анализа для большинства случаев было достижение широкой полосы пропускания акустического тракта, что обусловливалось необходимостью использования коротких импульсов, обеспечивающих высокую разрешающую способность (преобразователи дефектоскопов), а также большую информационную емкость УЛЗ. В ДУС на ОАВ используется импульсный режим работы. Длительность импульса из условия отсутствия образования стоячих волн должна быть меньше удвоенного времени прохождения импульса по звукопроводу. Это допускает значительно бо́льшую длительность импульса и не предъявляет высоких требований к ширине полосы пропускания.

В связи с этим возникла необходимость проведения комплекса экспериментальных исследований по определению влияния конструктивных элементов акустического тракта ЧЭ ДУС на коэффициент передачи. Кроме того, изучение влияния ограниченности поперечных размеров акустического тракта на Как проведено для оценки допустимости одномерного приближения. Исследования такого рода ранее не выполнялись, поскольку в области дефектоскопии среда распространения считается полубезграничной, ее размеры много больше длины ультразвуковой волны. Исходя из этого в серии проведенных авторами настоящей статьи экспериментов макеты имеют ограниченные размеры, приближающиеся к размерам ЧЭ проектируемых ДУС.

**Теоретический анализ коэффициента передачи акустического тракта.** Исследуемый тракт ДУС с ЧЭ представляет на рис. 2. На схеме наряду с ЧЭ указаны:  $R_{\Gamma}$  – выходное сопротивле-



*Puc.* 2. Тракт датчика угловой скорости с чувствительным элементом
 *Fig.* 2. The path of the angular velocity sensor with a sensitive element

ние генератора;  $C_{np}$  – емкость ПП и внешней электрической цепи; L – индуктивность внешней цепи; R – сопротивление нагрузки.

Коэффициент передачи рассматриваемой системы  $K_{ak} = U_{Bbix} / U_{Bx}$  есть многопараметрическая функция, поскольку зависит от ряда характеристик системы: толщин КС, резонансных частот ИП и ПП, добротности электрического контура на выходе, акустических импедансов входящих в систему материалов [16].

Для определения  $K_{ak}$  введем обозначения акустических импедансов элементов ЧЭ  $z_{\mu}$ ,  $z_{KC}$ ,  $z_3$  и  $z_{\Pi}$  для ИП, КС, 3 и ПП соответственно, а также акустические импедансы входного преобразователя электрической волны в акустическую  $z_{0\mu} = z_{\mu} j \operatorname{tg} x_{\mu}$  и выходного преобразователя акустической волны в электрическую  $z_{\Pi 0} = z_{\Pi} j \operatorname{tg} x_{\Pi}^2$ . Распространение акустической волны по отдельным элементам ЧЭ опишем с вводом понятия акустических толщин этих элементов  $x_{\mu} = k_{a}h_{\mu}$ ,  $x_{KC} = k_{KC}h_{KC}$  и  $x_{\Pi} = k_{\Pi}h_{\Pi}$ для И, КС и П соответственно ( $k_{I} = 2\pi f/c_{I}$ ,  $I \in \{u, KC, \Pi\}$  – волновые числа;  $c_{I}$  – скорости акустической волны). Также введем понятия отношений импедансов  $\alpha_{I|\Pi} = z_{I}/z_{\Pi}$ , I, II  $\in \{0, u, KC, 3, \Pi\}$ .

 $K_{\rm ak}$  определяется произведением коэффициентов преобразования амплитуды электрической волны в амплитуду ультразвуковой в режиме излучения  $K_{\rm u}$  и обратного преобразования в режиме приема  $K_{\rm n}$  при условии равенства амплитуд смещения (колебательной скорости) волн на границах ИП и ПП:

$$K(f) = K_{\mathrm{H}}K_{\mathrm{H}} =$$

$$=\frac{2C_{\Pi p}f_{a.u}}{Y+j2\pi f C_{\Pi p}}\frac{2k_{cB.u}^2k_{cB.\Pi}^2 z_{\Pi}}{z_3}\sqrt{\frac{\varepsilon_{u}\rho_{u}}{\varepsilon_{\Pi}\rho_{\Pi}}}F_{u}(x_{u})F_{\Pi}(x_{\Pi}),$$

где f – частота ультразвуковых колебаний;  $f_{a.u}$  – частота антирезонанса ИП; Y – проводимость нагрузки, представленной колебательным контуром  $C_{\rm пр}L$ ;  $k_{\rm CB.u}$ ,  $k_{\rm CB.\Pi}$  – коэффициенты электромеханической связи ИП и ПП соответственно;  $\varepsilon_{\rm u}$ ,  $\varepsilon_{\rm \Pi}$  – диэлектрические проницаемости материалов ИП и ПП соответственно;  $\rho_{\rm u}$ ,  $\rho_{\rm \Pi}$  – плотности материалов ИП и ПП соответственно;  $F_{\rm u}$ ,  $F_{\rm \Pi}$  – частотно-зависимые части коэффициентов передачи ИП и ПП соответственно.

Частотно-зависимые части коэффициентов передачи излучения определяются по следующим формулам:

$$F_{\mathrm{H}}(x_{\mathrm{H}}) = \left[1 - \cos(x_{\mathrm{H}}) - j\alpha_{0|\mathrm{H}}\sin(x_{\mathrm{H}})\right] / \Delta_{\mathrm{H}};$$
  
$$F_{\mathrm{H}}(x_{\mathrm{H}}) = \left[1 - \cos(x_{\mathrm{H}}) - j\alpha_{\mathrm{H}|0}\sin(x_{\mathrm{H}})\right] / \Delta_{\mathrm{H}}.$$

Знаменатели определяются как

$$\Delta_{\rm H} = Q \cos(x_{\rm H}) + jR_{\rm I} \sin(x_{\rm H}) - -j(k_{\rm CB,H}^2/x_{\rm H}) \{ 2R_0 [1 - \cos(x_{\rm H})] - jQ \sin(x_{\rm H}) \}; \Delta_{\rm H} = Q \cos(x_{\rm H}) + jR_{\rm I} \sin(x_{\rm H}) - -j(k_{\rm CB,\Pi}^2 B/x_{\rm H}) \{ 2R_0 [1 - \cos(x_{\rm H})] - jQ \sin(x_{\rm H}) \},$$

где

$$Q = (1 + \alpha_{0|3})\cos(x_{\text{KC}}) + j(\alpha_{0|\text{KC}} + \alpha_{\text{KC}|3})\sin(x_{\text{KC}});$$

$$R_1 = (\alpha_{0|\mu} + \alpha_{\mu|3})\cos(x_{\text{KC}}) + j(\alpha_{\mu|\text{KC}} + \alpha_{0|\mu}\alpha_{\text{KC}|3})\sin(x_{\text{KC}});$$

$$R_0 = \alpha_{\mu|3}\cos(x_{\text{KC}}) + j\alpha_{\mu|\text{KC}}\sin(x_{\text{KC}})$$

- коэффициенты, определяемые схемой тракта;  $B = Y / (Y + j2\pi f C_{\text{пр}}).$ 

Для теоретического анализа разработана программа в системе MathCad. Программа позволяет анализировать работу акустического тракта в различных режимах работы ПП. Режим холостого хода обеспечивался равенством нулю проводимости внешней цепи *Y*. Режим нагрузки на резонансный контур создавался представлением проводимости *Y* в виде параллельного соединения  $C_{\rm np}$  и *L*. Потери на дифракционное расхождение

в теоретической модели не учитывались, поскольку ИП работает в ближней зоне.

<sup>&</sup>lt;sup>2</sup> В силу узкополосности рассматриваемой задачи влияние демпферов и тыловых нагрузок указанных преобразователей [16] не учитывается.

Экспериментальные исследования. Структурная схема установки для экспериментального определения исследуемого коэффициента Как представлена на рис. 3, где ГРИ – генератор радиоимпульсов; Щ1, Щ2 – осциллографические щупы (входная емкость 16 пФ, входное сопротивление 10 МОм); К1, К2 – сигнальные входы, Синхр - вход сигнала синхронизации. При проведении экспериментальных исследований использовался ГРИ АКИП 3402, осциллограф Tektronix TDS 1002 В. В качестве КС применялся салол, обеспечивающий возможность многократной переклейки пьезопреобразователей.



Рис. 3. Структурная схема установки для проведения эксперимента Fig. 3. Test Facility Block Diagram

Для проведения экспериментальных исследований был изготовлен ряд идентичных звукопроводов из плавленого кварца, на базе которых создавались акустические тракты, параметры которых представлены в таблице.

Далее приведены результаты сравнительного анализа результатов теоретических и экспериментальных исследований указанных макетов.

Макет 1. На рис. 4 представлены частотные зависимости  $K_{ak}(f)$  первого макета в режиме холостого хода для нескольких значений толщины КС d<sub>КС</sub>. Штриховая кривая получена в ходе проведения экспериментов<sup>3</sup>. Теоретический анализ показал, что изменение толщины КС в реально достижимых пределах приводит к изменению значения Как в пределах 6 дБ. Наилучшая сходимость результатов расчета и эксперимента наблюдается при толщине КС  $h_{\rm KC} = 4$  мкм. На этом основании можно сделать вывод, что эквивалентная толщина КС исследованного экспериментального образца составляет 4 мкм.

Анализ работы этого макета в режиме нагрузки на колебательный контур с различными значениями индуктивности представлен на рис. 5. Черными кривыми показаны результаты теоретического анализа, серыми – результаты экспериментов.

	Парамет	ры макетов				
	Model I	Parameters				
Размеры звукопровода Acoustic Duct Dimensions	Макет Model					
Acoustic Duct Dimensions	1	2	2	3		
Длина, мм Length, mm	23					
Диаметр, мм Diameter, mm	20					
Параметр Parameter	ИП/ПП Radiating piezoplates/ receiving piezoplate	ИП Radiating piezoplates	ПП Receiving piezoplate	ИП Radiating piezoplates	ПП Receiving piezoplate	
Mатериал Material	Пьезокварц Y-срез Piezokvarts Y-cut	Пьезокерамика ЦТС-19 Piezoceramics LZT-19				
Форма Form	Прямоугольная Rectangular	Круглая Round				
Длина и ширина, мм Length and width, mm	10×16	-	_	-	_	
Диаметр. мм Diameter, mm	_	15.7	15.7	15	15	
Толщина. мм Thickness, mm	0.6	0.95	1.0	0.32	0.32	
Резонансная частота $f_{\rm p}$ , МГц Resonance Frequency $f_{\rm p}$ , MHz	3.25	2.0	1.94	5.9	6.25	
Антирезонансная частота $f_a$ , МГц	3.26	2.33	2.17	7.00	7.3	

Параметры макет

Antiresonant Frequency  $f_a$ , MHz



Макет 2. В макете использованы пластинчатые преобразователи из пьезокерамики ЦТС-19. Результаты исследований частотной характеристики второго макета в режиме холостого хода представлены на рис. 7 для нескольких значений толщины КС  $d_{\rm KC}$ . Штриховая кривая получена в ходе проведения экспериментов. Из представленных зависимостей следует, что для этого макета не наблюдается столь существенного изменения коэффициента передачи при изменении толщины КС. Формы экспериментальной и теоретических кривых совпадают. Максимальное значение  $K_{\rm ak}$ ,



*Puc. 5.* Коэффициент передачи макета 1 в режиме нагрузки на колебательный контур Fig. 5. Model 1Transfer Factor. Electrical Oscillating Circuit Load Operation.

Кривые для L = 300, 220 и 120 мкГн имеют два максимума. Первый соответствует резонансной частоте электрического контура, второй – механической системы. При L = 82 мкГн наблюдается один резонанс, поскольку собственные частоты контура и ПП находятся близко. Максимальное значение коэффициента передачи составляет – 6 дБ, что на 20 дБ выше, чем при отсутствии электрической нагрузки (рис. 4).

Поскольку емкость пьезокварцевой ПП незначительна, необходимо учитывать входную емкость щупа осциллограф  $C_{\rm III} = 16 \ {\rm n}\Phi$ . Схема измерения резонансной частоты колебательного контура, образованного емкостью  $C_{\rm np}$  с учетом  $C_{\rm III}$  и катушкой индуктивности известного номинала представлена на рис. 6.

Для оценки параметров измерительного стенда определение общей емкости проводились при R = 15 кОм, L = 82 мкГн. Резонансная частота контура составила  $f_p = 3.3$  МГц, откуда общая емкость имеет значение:

$$C_{\text{общ}} = \frac{1}{\left(2\pi f_{\text{p}}\right)^2 L} = 29 \ \text{п}\Phi$$



Рис. 6. Структурная схема установки для измерения резонансой частоты контура *Fig. 6.* Circuit Resonance Frequency Measuring Set Block Diagram



Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн Measuring Systems and Instruments Based on Acoustic, Optical and Radio Waves



Fig. 8. Model 2 Transfer Factor. Electrical Oscillating Circuit Load Operation

полученное в ходе проведения эксперимента, составило 0 дБ, что на 30 дБ больше, чем соответствующее значение для первого макета с преобразователями из пьезокварца (см. рис. 4).

На рис. 8 представлены результаты исследования влияния колебательного контура на Как. Кривые, представляющие результаты моделирования, построены при толщине КС 5 мкм для нескольких указанных значений резонансной частоты контура. Штриховая кривая построена по результатам эксперимента. Как видно из графиков, максимальное значение коэффициента передачи, полученное в ходе проведения эксперимента, составляет 3 дБ. Таким образом, для пьезокерамического преобразователя влияние электрической нагрузки на Как не столь существенно. Кроме того, отличительной особенностью тракта с преобразователями из пьезокерамики служит появление провала на резонансной частоте колебательного контура [16].

Макет 3 содержит высокочастотные пластинчатые преобразователи из пьезокерамики ЦТС-19. На рис. 9 представлены полученные в результате теоретического исследования частотные зависимости  $K_{ak}$  для толщин КС  $h_{KC}$  в интервале 1...9 мкм. Штриховая кривая получена в ходе проведения эксперимента. Заметное отличие формы зависимости в этом случае объясняется возникновением колебательного контура, образованного паразитной индуктивностью электрических цепей и емкостью ПП.

Результаты исследований показывают, что для макета с преобразователями из пьезокварца Y-среза (макет 1) максимальное значение коэффициента передачи в режиме холостого хода составляет –30 дБ. Для макета с преобразователями из пьезокерами-



ки ЦТС-19 (макет 2) значение, полученное в ходе проведения аналогичного эксперимента, составляет 0 дБ. Указанные результаты экспериментов хорошо согласуются с результатами ранее проведенного моделирования [9]-[15]. Наличие колебательного контура, образованного емкостью ПП и индуктивностью внешней цепи, оказывает различное влияние на максимальное значение Как для преобразователей из пьезокварца и пьезокерамики. Так, из сравнения экспериментальных зависимостей на рис. 4 и 5 следует, что для макета 1 применение контура с резонансной частотой, близкой к собственной резонансной частоте ПП, приводит к увеличению максимального значения Как на 25 дБ. Для макета 2 наличие колебательного контура создает заметное уменьшение значения коэффициента передачи на резонансной частоте контура [16].

Для макета 1 также необходимо учитывать емкость электрических цепей, поскольку емкость пьезокварцевой пластины составляет десятки пикофарад при входной емкости осциллографического щупа  $C_{\rm щ} = 16$  пФ. В связи с этим при настройке колебательного контура необходимо учитывать общую емкость электрических цепей и ПП.

Для макета 3 с высокочастотными преобразователями из пьезокерамики ЦТС-19 в режиме холостого хода показано образование колебательного контура с резонансной частотой 6.5 МГц. Этот эффект обусловлен тем, что емкость ПП из пьезокерамики имеет значение порядка нескольких нанофарад. Поэтому для образования колебательного контура достаточно паразитной индуктивности внешних электрических цепей порядка десятых долей микрогенри. Этот отрицательный эффект необходимо учитывать при разработке акустических трактов с высокочастотными преобразователями из пьезокерамики.

Кроме того, исследовано влияние неявно задаваемого параметра – толщины КС – на коэффициент передачи. Изменение Как при варьировании толщины КС лежит в пределах 6 дБ для макета с пьезокварцевыми преобразователями и может быть учтено посредством построения семейства зависимостей при различных значениях толщины слоя. Для макета с пьезокерамическими преобразователями влиянием толщины КС на частотную зависимость коэффициента передачи можно пренебречь.

Заключение. В результате проведенного анализа показано, что разработанная для одномерного приближения теория может быть применена для расчета коэффициента передачи трактов, имеющих ограниченные поперечные размеры.

Различие экспериментальных и теоретических данных, обусловленное отличием расчетной модели от реальных параметров макета, незначительно с точки зрения характеристик макетов ДУС.

Выполненные исследования по определению конструкции акустического тракта, обеспечивающей максимальный Как, позволят разработать оптимальную конструкцию ЧЭ датчика угловой скорости на объемных акустических волнах. Несмотря на то, что эксперименты выполнялись на образцах ЧЭ конкретных размеров, полученные результаты могут быть перенесены на макеты существенно меньших размеров. При этом необходимо сохранить соотношения между габаритами ИП, З и ПП и длиной ультразвуковой волны, определяемой выбором диапазона рабочих частот.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Schoenberg M., Censor D. Elastic waves in rotating media // Quarterly of Applied Mathematics.1973. Vol. 31, № 3. P. 115–125. doi: 10.1090/qam/99708

2. Сарапулов С. А., Улитко И. А. Влияние вращения на объемные волны в упругой среде и их использование в твердотельной гироскопии // Гироскопия и навигация. 2001. № 4. С. 64-72.

3. Destrade M., Saccomandi G. Some results on finite amplitude elastic waves propagating in rotating medium // Acta Mechanica. 2004. № 173. P. 19–31. doi: 10.1007/s00707-004-0185-x

4. Speed of longitude and transverse plane elastic waves in rotating and non-rotating anisotropic mediums / A. Khan, S. Islam, M. Khan, I. Siddiqui // World Applied Sciences J. 2011. Vol. 15, № 12. P. 1761–1769.

5. К вопросу о характеристиках волн, распространяющихся во вращающейся среде / Я. Дурукан, А. И. Лутовинов, А. Н. Перегудов, М. М. Шевелько // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2014. № 8. С. 57-61.

6. О возможности построения датчиков вращательного движения на объемных акустических волнах / Я. Дурукан, А. И. Лутовинов, А. Н. Перегудов, М. М. Шевелько // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2015. № 10. С. 69-73.

7. The characteristics of acoustic wave propagation in rotating solid-state media / Ya. Durukan, A. I. Lutovinov, A. N. Peregudov, E. S. Popkova, M. M. Shevelko // A Materials of the 2018 IEEE Conf. of Rus. Young Researchers in Electrical and Electronic Engin. (ElConRus), Saint Petersburg, Jan. 29 - Febr. 1, 2018. SPb.: SPbGETU "LETI" Publ. P. 461-464. doi: 10.1109 /EIConRus.2018.8317131

Статья поступила в редакцию 6 ноября 2018 г. Статья принята к публикации 11 февраля 2019 г.

8. Домаркас В. И., Кажис Р.-И. Ю. Контрольноизмерительные пьезоэлектрические преобразователи. Вильнюс: Минтис, 1974. 258 с.

9. Иванов В. Е., Меркулов Л. Г., Яблоник Л. М. Исследование пьезопреобразователя ультразвукового дефектоскопа // Заводская лаборатория. 1962. № 12. C. 1459-1464.

10. Меркулов Л. Г., Яблоник Л. М. Работа демпфированного пьезопреобразователя при наличии нескольких промежуточных слоев // Акустический журн. 1963. Т. 9, № 4. С. 449–459.

11. Яковлев Л. А. О возможности построения приближенно согласованного пьезокерамического преобразователя // Изв. ЛЭТИ. 1970. Вып. 89. С. 163-167.

12. Меркулов Л. Г., Федоров В. А., Яковлев Л. А. О полосе пропускания линии задержки с многократными отражениями // Изв. ЛЭТИ. 1971. Вып. 95. С. 17-22.

13. Меркулов Л. Г., Федоров В. А., Яковлев Л. А. Влияние электрической нагрузки на полосу пропускания линии задержки с многократными отражениями // Изв. ЛЭТИ. 1972. Вып. 112. С. 43-47.

14. Яблоник Л. М. К вопросу о влиянии электрической нагрузки на работу многослойного преобразователя // Акустический журн. 1964. Т. 10, № 2. С. 234–238.

15. Меркулов Л. Г., Федоров В. А., Яковлев Л. А. Работа пьезопреобразователя, нагруженного на твердую упруго-анизотропную среду // Акустический журн. 1973. Т. 19, № 1. С. 53–59.

16. Голубев А. С. Преобразователи ультразвуковых дефектоскопов / ЛЭТИ. Л., 1986. 80 с.

Дурукан Ясемин – магистр по направлению "Приборы и методы контроля качества и диагностики" (2017), ассистент и аспирантка кафедры электроакустики и ультразвуковой техники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 10 научных работ. Сфера научных интересов – кристаллоакустика.

E-mail: durukanleti@gmail.com

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн Measuring Systems and Instruments Based on Acoustic, Optical and Radio Waves

Перегудов Александр Николаевич – кандидат технических наук (1986), доцент (2003) кафедры электроакустики и ультразвуковой техники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – акустика твердого тела, ультразвуковые измерения, пластинчатые пьезопреобразователи. E-mail: a peregudov@mail.ru

Шевелько Михаил Михайлович – кандидат технических наук (1978), доцент (2003) кафедры электроакустики и ультразвуковой техники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – акустика твердого тела, методы и аппаратура ультразвукового контроля состояния и состава сред, электроника. E-mail: MMShevelko@mail.eltech.ru

#### REFERENCES

1. Schoenberg M., Censor D. Elastic Waves in Rotating Media. Quarterly of Applied Mathematics. 1973, vol. 31. no. 3, pp. 115–125. doi: 10.1090/qam/99708

2. Sarapulov S. A., Ulitko I. A. Rotation Influence on Body Waves in Elastic Medium and Their Use in Solid-State Gyroscopy. *Giroskopiya i navigatsiya* [Gyroscopy and Navigation]. 2001, no. 4, pp. 64–72. (In Russian)

3. Destrade M., Saccomandi G. Some Results on Finite Amplitude Elastic Waves Propagating in Rotating Medium. Acta Mechanica. 2004, no. 173, pp. 19–31. doi: 10.1007/s00707-004-0185-x

4. Khan A., Islam S., Khan M., Siddiqui I. Speed of Longitude and Transverse Plane Elastic Waves in Rotating and Non-Rotating Anisotropic Mediums. World Applied Sciences J. 2011, vol. 15, no. 12, pp. 1761–1769.

5. Durukan Ya., Lutovinov A. I., Peregudov A. N., Shevel'ko M. M. On Characteristics of Waves Propagating in Rotating Medium. *Izvestiya SPbGETU "LETI"* [Proceedings of Saint Petersburg Electrotechnical University]. 2014, no. 8, pp. 57–61. (In Russian)

6. Durukan Ya., Lutovinov A. I., Peregudov A. N., Shevel'ko M. M. On Designability of Rotational Motion Sensors on Bulk Acoustic Waves. *Izvestiya SPbGETU "LETI"* [Proceedings of Saint Petersburg Electrotechnical University]. 2015, no. 10, pp. 69–73. (In Russian)

7. Durukan Y., Lutovinov A. I., Peregudov A. N., Popkova E. S., Shevelko M. M. The Characteristics of Acoustic Wave Propagation in Rotating Solid-State Media. A Materials of the 2018 IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (El-ConRus), Saint Petersburg, Jan. 29 – Febr. 1, 2018. SPb., SPbGETU "LETI" Publ., pp. 461–464. doi: 10.1109 /EIConRus.2018.8317131 8. Domarkas V. I., Kazhis R.-I. Yu. *Kontrol'no-izmeritel'nye p'ezoelektricheskie preobrazovateli* [Piezoelec-tric Transducers]. Vilnius, Minthis, 1974, 258 p. (In Russian)

9. Ivanov V. E., Merkulov L. G., Yablonik L. M. Study of Ultrasonic Flaw Detector Piezo Transducer. *Zavodskaya laboratoriya* [Factory Laboratory]. 1962, no. 12, pp. 1459–1464. (In Russian)

10. Merkulov L. G., Yablonik L. M. Damped Piezoelectric Transducer Operation in the Presence of Several Intermediate Layers. *Akusticheskii zhurnal* [Acoustic magazine]. 1963, vol. 9, no. 4, pp. 449–459. (In Russian)

11. Yakovlev L. A. On Designability of Approximately Matched Piezoceramic Transducer. *Izvestiya LETI* [Proceedings of Leningrad Electrotechnical Institute]. 1970, no. 89, pp. 163–167. (In Russian)

12. Merkulov L. G., Fedorov V. A., Yakovlev L. A. On Delay Line Bandwidth with Multiple Reflections. *Izvestiya LETI* [Proceedings of Leningrad Electrotechnical Institute].1971, no. 95, pp. 17–22. (In Russian)

13. Merkulov L. G., Fedorov V. A., Yakovlev L. A. Electrical Load Influence on Delay Line Bandwidth with Multiple Reflections. *Izvestiya LETI* [Proceedings of Leningrad Electrotechnical Institute]. 1972, no. 112, pp. 43–47. (In Russian)

14. Yablonik L. M. On Electrical Load Influence on Multilayer Converter Operation. *Akusticheskii zhurnal* [Acoustic magazine].1964, vol. 10, no. 2, pp. 234–238. (In Russian)

15. Merkulov L. G., Fedorov V. A., Yakovlev L. A. Operation of Solid Elastic-Anisotropic Medium Loaded Piezoelectric Transducer. *Akusticheskii zhurnal* [Acoustic magazine]. 1973, vol. 19, no. 1, pp. 53–59. (In Russian)

16. Golubev A. S. *Preobrazovateli ul'trazvukovykh defektoskopov* [Ultrasonic Flaw Detector Transducers] / LETI, Leningrad, 1986, 80 p. (In Russian)

Received November 06, 2018 Accepted February, 11, 2019

*Yasemin Durukan* – Master's Degree in Devices and Methods of Quality Control and Diagnostics (2017), Postgraduate student and Assistant of Department of Electroacoustics and Ultrasound Engineering of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 10 scientific publications. Area of expertise: crystal acoustics. E-mail: durukanleti@gmail.com

*Alexander N. Peregudov* – Cand. of Sci. (Engineering) (1986), Associate Professor (2003) of the Department of Electroacoustics and Ultrasonic Engineering of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: solid state acoustics; ultrasonic measurements; lamellar piezo transducers. E-mail: a peregudov@mail.ru

*Michael M. Shevelko* – Cand. of Sci. (Engineering) (1978), Associate Professor (2003) of the Department of Electroacoustics and Ultrasonic Engineering of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: solid state acoustics; methods and equipment for ultrasound monitoring of medium state and composition; electronics. E-mail: mmshevelko@etu.ru

.....



https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-1-56-65 УДК 534.27

Yasemin Durukan<sup>⊠</sup>, Alexander N. Peregudov, Michael M. Shevelko

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

### ANALYSIS OF ACOUSTIC PATH TRANSMISSION FACTOR FOR ANGULAR VELOCITY SENSOR<sup>1</sup>

Abstract. The change in characteristics of ultrasonic waves' transmittion in solid rotating media is the basis for the operation of acoustic angular velocity sensor. The transmission coefficient of the sensing element (SE) of the acoustic path deter-mines the level of angular velocity sensor informative signal based on detecting changes in characteristics of bulk acoustic waves in solid media. In this regard, the efforts aimed at obtaining maximum transmission coefficient are relevant and represent an important stage in the design of such devices. The sensitive element of the acoustic path consists of radiating and receiving plate piezoelectric transducers, propagation medium (acoustic duct), contact layers and electrical load. The coefficient is identical to the path of ultrasonic delay lines on bulk acoustic waves. Although, many sources present the theoretical analysis of the path of this type, they carry out the analysis in so-called one-dimensional approximation, i.e. they perform the analysis without taking into account the limited transverse dimensions, whereas the path of the sensing element should have limited lateral dimensions, which can affect the value of transmission coefficient. The above-mentioned sources do not present the results of experiments. Thus, it is necessary to conduct a complex of simulation and experiments to analyze the acoustic path transmission coefficient of the angular velocity sensor. Authors of the paper developed a pathmodeling program in Mathcad software to perform simulation. For implementation of the experiment, authors created the installation, as well as a number of proto-types with transducers made of piezoelectric quartz and piezoelectric ceramics. The results demonstrate that fundamental statements developed for one-dimensional approximation one can use to determine the transmission coefficient of the acoustic path with limited dimensions. Besides, the use of the matched electrical load gives the opportunity to increase the transmission coefficient. For example, in case of Y-cut piezoelectric quartz converter prototype the increase reached 20 dB.

Key words: ultrasound waves, acoustic path, transmission coefficient, angular velocity sensor

**For citation:** Durukan Ya., Peregudov A. N., Shevelko M. M. Analysis of Acoustic Path Transmission Factor for Angular Velocity Sensor. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 1, pp. 66–74. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-56-65

Я. Дурукан<sup>⊠</sup>, А. Н. Перегудов, М. М. Шевелько Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

## АНАЛИЗ КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ АКУСТИЧЕСКОГО ТРАКТА ДАТЧИКА УГЛОВОЙ СКОРОСТИ

**Аннотация.** Изменение характеристик ультразвуковых волн, распространяющихся в твердых вращающихся средах, лежит в основе функционирования акустических датчиков угловой скорости. Уровень информа-

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> The research was supported by a grant from the President of the Russian Federation HIII-4165.2018.8.

тивного сигнала зависит от коэффициента передачи акустического тракта чувствительного элемента (ЧЭ) датчика такого типа, в связи с чем актуальны работы по достижению максимального коэффициента передачи. Акустический тракт ЧЭ на объемных волнах состоит из излучающего и приемного пластинчатых пьезопреобразователей, среды распространения (звукопровода), контактных слоев и электрической нагрузки. Он идентичен тракту ультразвуковых линий задержки. Теоретический анализ характеристик трактов такого типа широко представлен в литературе, однако анализ базируется на решении систем волновых уравнений в одномерном приближении. В этом случае расчеты выполняются без учета ограниченности поперечных размеров. На практике тракт ЧЭ должен иметь ограниченные поперечные размеры, которые могут повлиять на значение коэффициента передачи. Описания экспериментальных исследований в литературе не приводятся. Таким образом, потребовалось провести комплекс теоретических и экспериментальных исследований по анализу коэффициента передачи акустического тракта датчика угловой скорости. Для теоретического анализа разработана моделирующая тракт программа в системе Mathcad. Для экспериментальных исследований создана установка и изготовлен ряд макетов с преобразователями из пьезокварца и пьезокерамики. В результате показано, что теоретические положения, разработанные для одномерного приближения, могут применяться для определения коэффициента передачи акустического тракта ограниченных размеров. Кроме того, использование согласованной электрической нагрузки позволяет увеличить коэффициент передачи. Например, для макета с преобразователями из пьезокварца У-среза это увеличение составило 20 дБ.

Ключевые слова: ультразвуковые волны, акустический тракт, коэффициент передачи, датчик угловой скорости Для цитирования: Дурукан Я., Перегудов А. Н., Шевелько М. М. Анализ коэффициента передачи

акустического тракта датчика угловой скорости // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 1. С. 66–74. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-56-65

**Introduction.** Studies of the possibility of using bulk acoustic waves (BAW) dissemination features in rotating solid medium for further creation of angular velocity sensors (AVS) are relevant both, in fundamental [1]–[4] and in practical terms [5]–[7].

Researchers of the Department of Electrical Acoustics and Ultrasonic Engineering of St. Petersburg Electrotechnical University "LETI" proposed a number of concepts for construction of AVS on BAW [5]–[7] within the frames of the studies carried out at the department. The solid-state acoustic duct (AD) presents the sensing element (SE) (Fig. 1) of the unit. On the opposite ends of the duct, locate ultrasonic vibrations radiating piezoelectric plate (Ra) and receiving piezoelectric plate (Re) with  $d_{ra}$  and  $d_{re}$  thicknesses respectively. The contact layers (CL) ensure the transfer of these oscillations between Ra and AD, and Re.



Fig. 1. Sensing Element Diagram

Researcher can determine the informative AVS output signal, regardless the proposed concepts, by the following correlation:

$$U_{\rm out} = U_{\rm in} K_{\rm g} K_{\rm ac} \Omega$$

where  $U_{in}$  – voltage applied to Ra;  $K_g$  – transmission coefficient of the gyroscopic component, determined by the concept of building the sensor [6];  $K_{ac}$  – transmission coefficient of the acoustic path of the sensor;  $\Omega$  – angular velocity of rotation of the SE.

 $K_{\rm ac}$  is largely determined by the properties of structural elements of SE: materials and the value of the resonant frequency transducers, the material and thickness of the CL, as well as the parameters of the electrical load. Thus, studies aimed to optimize the design of the acoustic path, providing the maximum transmission coefficient, are an integral part of the work on the creation of the considered AVS type. Researchers use piezoelectric plate transducers for the emission and reception of ultrasonic waves in the megahertz frequency range. Transducers of this type are widely used in flaw detection, ultrasonic thickness testing, medical diagnostics, studies of the physical and chemical properties of materials, as well as in acoustic electronics devices [8]. The acoustic system of the AVS is similar to the path of the ultrasonic delay line (UDL).

Researchers of the Department of Electrical Acoustics and Ultrasonic Engineering of St. Petersburg Electrotechnical University "LETI" carried out studies on the analysis of factors affecting the transmission coefficient of the acoustic path for a long time [9]–[16]. The main goal of the research was to optimize the constructive elements of the converter, taking into account the effect of the CL and electrical circuits on the transmission coefficient.

The performed works relate both, to the field of flaw detection [9]–[11] and to the task of the UDL design optimization [12]–[16]. The work [9] shows the expressions describing the transmission coefficient for a multilayer transducer consisting of the piezoelectric plate, the damper, and the number of matching layers.

One should note that the results of the obtained theoretical correlation are for the so-called onedimensional approximation, which means, that the value does not take into account the limited transverse dimensions of the propagation medium and converters. The work [10] describes the possibility of constructing a consistent piezoelectric ceramic transducer, the sensitivity of which does not depend on the thickness of the CL. The results of simulation and experiments performed show that sensitivity of Ra made from piezoelectric ceramics is 20 times higher than one that quartz transducer has.

The work [12] describes studies on UDL bandwidth and solves the problem of ensuring uniform frequency response and low acoustic absorption in the acoustic duct. The work shows that in case of CL presence, the maximum of the transmission coefficient is located above the anti-resonant frequency of the X-cut of the piezoelectric quartz transducer. The work also studies the electrical load in the form of electric oscillatory circuit effect on the value of the pass band. In case of the CL absence, the resonant properties of the oscillating circuit reach a peak. With the thickness of the CL equal to 0.02 of Ra and Re thickness, the frequency dependence  $K_{ac}(f)$  has two peaks, and the pass band increases markedly. The resonant properties of the circuit in this case are less noticeable. The further increase of the CL thickness is inexpedient, since the resonant properties of the contour effect slightly, and the mechanical resonance in the "piezoelectric plate on CL" system effects sufficiently. Works [12], [14] observe similar issues for the Re of the Y-cut. The obtained results are consistent with previous research. The work [14] describes the entire system of waves in piezoelectric plates, CL and AD in radiation and reception modes. The work [16] gives the analysis of the oscillatory systems of the piezoelectric transducers of ultrasonic flaw detectors, as well as the basic correlations required for simulation and design of the oscillatory systems of such transducers.

A large number of works devoted to obtaining the optimal characteristics of the acoustic path confirm the relevance of the research. However, it is obligatory to note the following:

1. The works use expressions for the analysis of the acoustic path obtained for the so-called onedimensional approximation, what means, without taking into account the limited transverse dimensions of the propagation medium and transducers, while the SE of the AVS has limited dimensions.

2. The majority of the listed works present the results of fundamental research, which do not have reliable experimental confirmation. In this regard, the data obtained from the experimental studies, and the conditions of the experiments are of greatest interest.

3. In most cases, the purpose of the analysis was to achieve a wide bandwidth of the acoustic path, therefore there was a requirement to use short pulses which provide high resolution (transducers converters), as well as to provide a bigger information capacity of the UDL. AVS on BAW use the pulse mode operation. Due to the condition of the standing waves formation absence, the pulse duration should be less twice times than the pulse passing time through the acoustic duct. This condition enables the sufficiently longer pulse duration and does not impose high demands to the bandwidth.

In this regard, it became necessary to conduct a set of experimental studies to determine the influence of the structural elements of the AVS SE acoustic path on the transmission coefficient. In addition, authors carried out the study of the limited transverse dimensions effect of the acoustic path on  $K_{ac}$  to assess the admissibility of the one-dimensional approximation. In the field of flaw detection, the propagation medium is considered semi-infinite, its' dimensions are bigger than the length of the ultrasonic wave. Therefore, researchers did not carry out the studies of this kind before. In the experiments carried out by the authors of this article, the prototypes have limited dimensions approaching to the dimensions of the SE of the designed AVS.

Analysis of the transmission coefficient of the acoustic path. Fig. 2. Represents the investigated AVS with SE path. Along with the SE, the diagram shows:  $R_{\rm g}$  – the output resistance of the generator;  $C_{\rm re}$  – the capacity of Re and external electrical circuit; L – the inductance of the external circuit; R – the load resistance.



*Fig. 2.* The path of the angular velocity sensor with a sensitive element

The considered transmission coefficient of the  $K_{\rm ac} = U_{\rm out}/U_{\rm in}$  system is a multivariable parameter function, since it depends on a number of system characteristics: CL thickness, Ra and Re resonant frequencies, quality of the electric circuit at the output, acoustic impedances of the materials included in the system [16].

In order to determine  $K_{ac}$ , authors introduce the notation of elements' acoustic impedances of SE  $z_{\rm ra}, z_{\rm CL}, z_{\rm AD}$  и  $z_{\rm re}$  for Ra, CL, AD and Re, respectively, as well as acoustic impedances of the electric wave input transducer into acoustic wave  $z_{0ra} = z_{ra} j \operatorname{tg} x_{ra}$  and output transducer of acoustic wave into electrical wave  $z_{0re} = z_{re} j \operatorname{tg} x_{re}^2$ . The propagation of the acoustic wave over individual elements of the SE can be described with the introduction of the concept of the acoustic thickness of these elements  $x_{ra} = k_{ra}d_{ra}, x_{CL} = k_{CL}d_{CL}$ and  $x_{\rm re} = k_{\rm re} h_{\rm re}$  for Ra, CL and Re respectively,  $(k_{\rm I} = 2\pi f/c_{\rm I}, \ {\rm I} \in \{{\rm Ra, CL, Re}\}$  – are the radian wave numbers;  $c_{I}$  – the speed of the acoustic wave). Authors also introduce the concepts of impedance correlations  $\alpha_{I|II} = z_I/z_{II}$ , I, II  $\in \{0, \text{Ra}, \text{CL}, \text{AD}, \text{Re}\}$ .

 $K_{\rm ac}$  is determined by the product of the amplitude conversion factors of the electric wave to the ultrasonic amplitude in the radiation mode  $K_{\rm ra}$  and inverse conversion in the reception mode  $K_{\rm re}$ , provided by the equality of waves displacement amplitudes (oscillatory velocity) at the boundaries of the Ra and Re:

$$K_{\rm ac}(f) = K_{\rm ra}K_{\rm re} =$$
$$= \frac{2C_{\rm re}f_{\rm a.ra}}{Y + j2\pi f C_{\rm re}} \frac{2k_{\rm c.ra}^2 k_{\rm c.re}^2 z_{\rm re}}{z_{\rm AD}} \sqrt{\frac{\varepsilon_{\rm ra}\rho_{\rm ra}}{\varepsilon_{\rm ra}\rho_{\rm ra}}} F_{\rm ra}(x_{\rm ra})F_{\rm re}(x_{\rm re}),$$

where f – the frequency of ultrasonic vibrations;  $f_{a.ra}$  – the frequency of the Re anti-resonance; Y – the conductivity of the load represented by the oscillating circuit  $C_{re}L$ ;  $k_{c.ra}$ ,  $k_{c.re}$  – coefficients of electrical and mechanical coupling of Ra and Re respectively;  $\varepsilon_{ra}$ ,  $\varepsilon_{re}$  – dielectric permeability of Ra and Re materials respectively;  $\rho_{ra}$ ,  $\rho_{re}$  – density of Ra and Re materials respectively;  $F_{ra}$ ,  $F_{re}$  – frequencydependent parts of the Ra and Re transmission coefficients respectively.

Authors determine the frequency-dependent portions of radiation transmission coefficients by the following formulas:

$$F_{\rm ra}(x_{\rm ra}) = \left[1 - \cos(x_{\rm ra}) - j\alpha_{0|\rm ra}\sin(x_{\rm ra})\right] / \Delta_{\rm ra};$$
  
$$F_{\rm re}(x_{\rm re}) = \left[1 - \cos(x_{\rm re}) - j\alpha_{\rm re|0}\sin(x_{\rm re})\right] / \Delta_{\rm re}.$$

The denominators are determined as:

$$\Delta_{\rm ra} = Q\cos(x_{\rm ra}) + jR_{\rm l}\sin(x_{\rm ra}) - -j(k_{\rm c.ra}^2/x_{\rm ra})\{2R_0[1-\cos(x_{\rm ra})] - jQ\sin(x_{\rm ra})\}; \\ \Delta_{\rm re} = Q\cos(x_{\rm re}) + jR_{\rm l}\sin(x_{\rm re}) - -j(k_{\rm c.re}^2B/x_{\rm re})\{2R_0[1-\cos(x_{\rm re})] - jQ\sin(x_{\rm re})\},$$

where

$$Q = (1 + \alpha_{0|AD})\cos(x_{CL}) + j(\alpha_{0|CL} + \alpha_{CL|AD})\sin(x_{CL});$$

$$R_{1} = (\alpha_{0|ra} + \alpha_{ra|AD})\cos(x_{CL}) + j(\alpha_{ra|CL} + \alpha_{0|ra}\alpha_{CL|AD})\sin(x_{CL});$$

$$R_{0} = \alpha_{ra|AD}\cos(x_{CL}) + j\alpha_{ra|CL}\sin(x_{CL})$$

- coefficients determined by the circuit path  $B = Y/(Y + j2\pi fC_{re})$ .

To carry out the analysis authors developed a program in "MathCad" system. The program gives the opportunity to carry out the analyses of the acoustic path in different modes of Re. The zero conductivity of the external circuit *Y* ensures the idling mode. The presentation of the conductivity *Y* in the form of a parallel connection  $C_{re}$  and *L* created a load on the resonant circuit. The authors did not take into account the losses due to diffraction divergence in the theoretical model, since the Ra operates in the near zone.

**The experiment.** Fig. 3 presents the block diagram of the installation for the experimental determination of the coefficient  $K_{ac}$  under investigation,

 $<sup>^2</sup>$  Authors do not take into account the influence of dampers and rear loads on the mentioned in [16] transducers due to the narrowband nature of the considered problem.

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн Measuring Systems and Instruments Based on Acoustic, Optical and Radio Waves



Fig. 3. Test Facility Block Diagram

where GRI is a generator of radio pulses; Pr1, Pr 2 – oscillographic probes (input capacitance 16 pF, input resistance 10 M $\Omega$ ); K1, K2 – signal inputs, Sync – sync signal input. For conduction of experimental study authors of the article used GRI AKIP 3402, a Tektronix oscilloscope TDS 1002 V. Authors used salol material for CL, which provides the possibility of multiple gluing of piezoelectric transducers.

For the implementation of the experiments, authors took a number of identical acoustic ducts made of fused quartz and created acoustic paths on their basis. The table below shows the parameters of the mentioned acoustic paths.

Further authors present the results of a comparative analysis of the results of fundamental and applied research of these prototypes.

The prototype 1. Fig. 4 shows the frequency dependences  $K_{ac}(f)$  of the first prototype in idle mode for several values of the CL thickness  $d_{CL}$ . Authors obtained the results presented with the dashed curve during the experiments. The analysis showed that a change in the CL thickness in the actually achievable limits leads to a change in the value



Fig. 4. Model 1 Transfer Factor. Idle running

 $K_{\rm ac}$  within 6 dB. Authors observed the best convergence of the simulation and experimental results at thicknesses of the CL  $d_{\rm CL} = 4 \,\mu {\rm m}$ . On this basis authors can conclude that the equivalent thickness of the CL of the experimental sample is 4  $\mu {\rm m}$ .

Fig. 5 shows the analysis of the prototype operation in the oscillating circuit load mode with different values of inductance. Black curves show the results of the draft simulation results, gray – the results of experiments.

Curves for L = 300, 220 and 120  $\mu$ H have two maxima. The first corresponds to the resonant frequency of the electric circuit, the second – to the mechanical system. At  $L = 82 \mu$ H there occurs the same resonance, since the frequencies of the contour and Re locate close to each other. The maximum value of the transmission coefficient is equal to – 6 dB, which is 20 dB higher than in case of the electrical load absence (Fig. 4).

Since, the capacity of the Re piezoelectric quartz is not significant, it is necessary to take into account the input capacity of the oscilloscope probe  $C_{\rm pr} = 16$  pF. Fig. 6 shows the diagram of measuring the resonant frequency of vibration circuit formed by

	Wiodel	arameters			
A constitu Druct Dimensione	Model				
Acoustic Duct Dimensions	1	2		3	
Length, mm	23				
Diameter, mm	20				
Parameter	Radiating piezoplates/ receiving piezoplate	Radiating piezoplates	Receiving piezoplate	Radiating piezoplates	Receiving piezoplate
Material	Piezokvarts Y – cut	Piezoceramics LZT-19			
Form	Rectangular		Ro	und	
Length and width, mm	10×16	_	_	-	_
Diameter, mm	_	15.7	15.7	15	15
Thickness, mm	0.6	0.95	1.0	0.32	0.32
Resonance Frequency $f_p$ , MHz	3.25	2.0	1.94	5.9	6.25
Antiresonant Frequency $f_a$ , MHz	3.26	2.33	2.17	7.00	7.3

Model	Daramatara
vioder	Parameters





Fig. 5. Model 1Transfer Factor. Electrical Oscillating Circuit Load Operation



Fig. 6. Circuit Resonance Frequency Measuring Set Block Diagram

the capacity  $C_{re}$  with the regard to  $C_{pr}$  and the inductor of a known type.

In order to assess the parameters of the measuring stand, authors carried out the determination of the total capacity at  $R = 15 \text{ k}\Omega$ ,  $L = 82 \text{ }\mu\text{H}$ . The resonant frequency of the circuit is equal to  $f_r = 3.3 \text{ MHz}$ , so the total capacitance has the value is equal to:

$$C_{\Sigma} = \frac{1}{\left(2\pi f_{\rm r}\right)^2 L} = 29 \text{ pF}$$

The prototype 2. Authors used plate transducers LZT-19 made from piezoelectric ceramics. Fig. 7 shows the results of studies of the frequency response in idle mode in for several values of CL thickness  $d_{\rm CL}$ . The dashed curve demonstrates the



results obtained during the experiments. The presented dependences show that for this prototype, there is no such significant change in the transmission coefficient in case of different CL thickness. The forms of the experimental and simulated curves coincide. The maximum value of  $K_{ac}$ , obtained during the experiment was equal to 0 dB, which is 30 dB higher than the corresponding value for the first prototype with piezoelectric quartz transducers (see Fig. 4).

Fig. 8 shows the results of the influence of the oscillatory circuit on  $K_{ac}$ . Authors constructed the curves representing the simulation results at CL thickness of 5 µm for several specified values of the resonant frequency of the circuit. The dashed curve presents the results of the experiment. The graphs show that the maximum value of the obtained transmission coefficient during the experiment is equal to 3 dB. Thus, the electrical load effect on  $K_{ac}$  is not so significant for a piezoelectric ceramic transducer. In addition, a distinctive feature of the path with transducers made from piezoelectric ceramics is the appearance of a dip at the resonant frequency of the oscillatory circuit [16].

*The prototype 3.* Authors used high-frequency plate transducers LZT-19 made from piezoelectric ceramics. Fig. 9 shows the  $K_{ac}$  frequency depend-



Fig. 8. Model 2 Transfer Factor. Electrical Oscillating Circuit Load Operation



ences obtained from simulation for the thickness of the CL  $d_{CL}$  in the range of 1...9 µm. The dashed curve demonstrates the results obtained during the experiments. The appearance of the oscillatory circuit formed by the parasitic inductance of electric circuits and the capacity of the Re explains a noticeable difference in the form of dependence.

Research results show that for the prototype with *Y-cut* piezoelectric quartz transducers (prototype 1), the maximum value of the transmission coefficient in idle mode is equal to minus 30 dB. For the prototype with LZT-19 piezoelectric ceramic transducers (prototype 2), the value obtained during the similar experiment is equal to 0 dB. The indicated experimental results correspond with the results of the previous modeling [9]-[15]. The presence of the oscillating circuit formed by the Re capacitance and the inductance of the external circuit, has a different impact on the maximum value  $K_{ac}$  for transducers made from piezoelectric quartz and piezoelectric ceramics. Therefore, from the comparison of experimental dependences presented in Fig. 4 and 5, it follows that for prototype 1, the use of the oscillating circuit with a resonant frequency close to its own resonant frequency Re leads to the increase of the maximum value of  $K_{ac}$  equal to 25 dB. For the prototype 2, the presence of oscillating circuit creates a noticeable decrease of the transmission coefficient value of at the circuit resonant frequency [16].

It is necessary to take into account the capacitance of electrical circuits for prototype 1, since the capacity of piezoelectric quartz plate consists of dozens of picofarads, while input capacity of the oscillograph probe  $C_{\rm pr} = 16$  pF. In this connection, when adjusting the oscillatory circuit, it is necessary to take into account the total capacitance of electrical circuits and Re. The experiment shows formation of the oscillatory circuit with a resonant frequency equal to 6.5 MHz in idle mode in case of prototype 3 (the prototype with high-frequency transducers made from the LZT-19 piezoelectric ceramics. This effect is stipulated by the fact that the capacitance of Re made from piezoelectric ceramics has several nanofarads capacity. Therefore, for formation of the oscillatory circuit, parasitic inductance of external electric circuits for tenths of one microhenry is sufficient. Researches should consider this negative effect when developing acoustic paths with high-frequency transducers made of piezoelectric ceramics.

In addition, the work studied the effect of the implicitly specified parameter – the thickness of the CL – on the transfer coefficient. The variation of  $K_{ac}$  with varying of CL thickness locates within the frames of 6 dB for the prototype with piezoelectric quartz transducers. Researchers can consider this variation by construction the system of dependencies for different values of the layer thickness. For the prototype with piezoelectric ceramic transducers, researchers can neglect the effect of the CL thickness on the frequency dependence of the transmission coefficient.

**Conclusion.** The results of simulation and experiments performed show that researchers can apply theory developed for the one-dimensional approximation to calculate the transmission coefficient of paths with limited transverse dimensions.

The difference between experimental and simulation results, determined by the difference between the computational model and the real parameters of the prototype is insignificant in terms of the characteristics of the AVS prototypes.

The implemented studies to determine the design of the acoustic path, providing the maximum  $K_{ac}$ , allow developing the optimal design of SE of the angular velocity sensor on bulk acoustic waves. Despite the fact that authors performed the experiments on SE samples with specific sizes, researchers can transfer the results to the models of significantly smaller sizes. It is necessary to maintain the correlation between the dimensions of the Re, AD, Ra and the length of the ultrasound wave, determined by the choice of the operating frequency range.
# REFERENCES

1. Schoenberg M., Censor D. Elastic Waves in Rotating Media. Quarterly of Applied Mathematics. 1973, vol. 31, no. 3, pp. 115–125. doi: 10.1090/qam/99708

2. Sarapulov S. A., Ulitko I. A. Rotation Influence on Body Waves in Elastic Medium and Their Use in Solid-State Gyroscopy. *Giroskopiya i navigatsiya* [Gyroscopy and Navigation]. 2001, no. 4, pp. 64–72. (In Russian)

3. Destrade M., Saccomandi G. Some Results on Finite Amplitude Elastic Waves Propagating in Rotating Medium. Acta Mechanica. 2004, no. 173, pp. 19–31. doi: 10.1007/s00707-004-0185-x

4. Khan A., Islam S., Khan M., Siddiqui I. Speed of Longitude and Transverse Plane Elastic Waves in Rotating and Non-Rotating Anisotropic Mediums. World Applied Sciences J. 2011, vol. 15, no. 12, pp. 1761–1769.

5. Durukan Ya., Lutovinov A. I., Peregudov A. N., Shevel'ko M. M. On Characteristics of Waves Propagating in Rotating Medium. *Izvestiya SPbGETU "LETI"* [Proceedings of Saint Petersburg Electrotechnical University]. 2014, no. 8, pp. 57–61. (In Russian)

6. Durukan Ya., Lutovinov A. I., Peregudov A. N., Shevel'ko M. M. On Designability of Rotational Motion Sensors on Bulk Acoustic Waves. *Izvestiya SPbGETU "LETI"* [Proceedings of Saint Petersburg Electrotechnical University]. 2015, no. 10, pp. 69–73. (In Russian)

7. Durukan Ya., Lutovinov A. I., Peregudov A. N., Popkova E. S., Shevelko M. M. The Characteristics of Acoustic Wave Propagation in Rotating Solid-State Media. A Materials of the 2018 IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (El-ConRus), Saint Petersburg, Jan. 29 – Febr. 1, 2018. SPb., SPbGETU "LETI" Publ., pp. 461–464. doi: 10.1109 /EIConRus.2018.8317131 8. Domarkas V. I., Kazhis R.-I. Yu. *Kontrol'no-izmeritel'nye p'ezoelektricheskie preobrazovateli* [Piezoelec-tric Transducers]. Vilnius, Minthis, 1974, 258 p. (In Russian)

9. Ivanov V. E., Merkulov L. G., Yablonik L. M. Study of Ultrasonic Flaw Detector Piezo Transducer. *Zavodskaya laboratoriya* [Factory Laboratory]. 1962, no. 12, pp. 1459–1464. (In Russian)

10. Merkulov L. G., Yablonik L. M. Damped Piezoelectric Transducer Operation in the Presence of Several Intermediate Layers. *Akusticheskii zhurnal* [Acoustic magazine]. 1963, vol. 9, no. 4, pp. 449–459. (In Russian)

11. Yakovlev L. A. On Designability of Approximately Matched Piezoceramic Transducer. *Izvestiya LETI* [Proceedings of Leningrad Electrotechnical Institute]. 1970, no. 89, pp. 163–167. (In Russian)

12. Merkulov L. G., Fedorov V. A., Yakovlev L. A. On Delay Line Bandwidth with Multiple Reflections. *Izvestiya LETI* [Proceedings of Leningrad Electrotechnical Institute].1971, no. 95, pp. 17–22. (In Russian)

13. Merkulov L. G., Fedorov V. A., Yakovlev L. A. Electrical Load Influence on Delay Line Bandwidth with Multiple Reflections. *Izvestiya LETI* [Proceedings of Leningrad Electrotechnical Institute]. 1972, no. 112, pp. 43–47. (In Russian)

14. Yablonik L. M. On Electrical Load Influence on Multilayer Converter Operation. *Akusticheskii zhurnal* [Acoustic magazine].1964, vol. 10, no. 2, pp. 234–238. (In Russian)

15. Merkulov L. G., Fedorov V. A., Yakovlev L. A. Operation of Solid Elastic-Anisotropic Medium Loaded Piezoelectric Transducer. *Akusticheskii zhurnal* [Acoustic magazine]. 1973, vol. 19, no. 1, pp. 53–59. (In Russian)

16. Golubev A. S. *Preobrazovateli ul'trazvukovykh defektoskopov* [Ultrasonic Flaw Detector Transducers] / LETI, Leningrad, 1986, 80 p. (In Russian)

Received November 06, 2018 Accepted February, 11, 2019

*Yasemin Durukan* – Master's Degree in Devices and Methods of Quality Control and Diagnostics (2017), Postgraduate student of Department of Electrical Acoustics and Ultrasonic Engineering of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 10 scientific publications. Area of expertise: crystal acoustics. E-mail: durukanleti@gmail.com

*Alexander N. Peregudov* – Cand. of Sci. (Engineering) (1986), Associate Professor (2003) of the Department of Electrical Acoustics and Ultrasonic Engineering of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: solid acoustics; ultrasonic measurements; lamellar piezo transducers. E-mail: a\_peregudov@mail.ru

*Michael M. Shevelko* – Cand. of Sci. (Engineering) (1978), Associate Professor (2003) of the Department of Electrical Acoustics and Ultrasonic Engineering of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: solid acoustics; methods and equipment for ultrasound monitoring of media state and composition; electronics. E-mail: mmshevelko@etu.ru

# СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Schoenberg M., Censor D. Elastic waves in rotating media // Quarterly of Applied Mathematics.1973. Vol. 31, № 3. P. 115–125. doi: 10.1090/qam/99708 2. Сарапулов С. А., Улитко И. А. Влияние вращения на объемные волны в упругой среде и их ис-

пользование в твердотельной гироскопии // Гироскопия и навигация. 2001. № 4. С. 64–72.

3. Destrade M., Saccomandi G. Some results on finite amplitude elastic waves propagating in rotating medium // Acta Mechanica. 2004. № 173. P. 19–31. doi: 10.1007/s00707-004-0185-x

4. Speed of longitude and transverse plane elastic waves in rotating and non-rotating anisotropic mediums / A. Khan, S. Islam, M. Khan, I. Siddiqui // World Applied Sciences J. 2011. Vol. 15, № 12. P. 1761–1769.

5. К вопросу о характеристиках волн, распространяющихся во вращающейся среде / Я. Дурукан, А. И. Лутовинов, А. Н. Перегудов, М. М. Шевелько // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2014. № 8. С. 57–61.

6. О возможности построения датчиков вращательного движения на объемных акустических волнах / Я. Дурукан, А. И. Лутовинов, А. Н. Перегудов, М. М. Шевелько // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2015. № 10. С. 69–73.

7. The characteristics of acoustic wave propagation in rotating solid-state media / Ya. Durukan, A. I. Lutovinov, A. N. Peregudov, E. S. Popkova, M. M. Shevelko // A Materials of the 2018 IEEE Conf. of Rus. Young Researchers in Electrical and Electronic Engin. (ElConRus), Saint Petersburg, Jan. 29 – Febr. 1, 2018. SPb.: SPbGETU "LETI" Publ. P. 461–464. doi: 10.1109 /EIConRus.2018.8317131

8. Домаркас В. И., Кажис Р.-И. Ю. Контрольноизмерительные пьезоэлектрические преобразователи. Вильнюс: Минтис, 1974, 258 с.

Статья поступила в редакцию 6 ноября 2018 г. Статья принята к публикации 11 февраля 2019 г. 9. Иванов В. Е., Меркулов Л. Г., Яблоник Л. М. Исследование пьезопреобразователя ультразвукового дефектоскопа // Заводская лаборатория. 1962. № 12. С. 1459–1464.

10. Меркулов Л. Г., Яблоник Л. М. Работа демпфированного пьезопреобразователя при наличии нескольких промежуточных слоев // Акустический журн. 1963. Т. 9, № 4. С. 449–459.

11. Яковлев Л. А. О возможности построения приближенно согласованного пьезокерамического преобразователя // Изв. ЛЭТИ. 1970. Вып. 89. С. 163–167.

12. Меркулов Л. Г., Федоров В. А., Яковлев Л. А. О полосе пропускания линии задержки с многократными отражениями // Изв. ЛЭТИ. 1971. Вып. 95. С. 17–22.

13. Меркулов Л. Г., Федоров В. А., Яковлев Л. А. Влияние электрической нагрузки на полосу пропускания линии задержки с многократными отражениями // Изв. ЛЭТИ. 1972. Вып. 112. С. 43–47.

14. Яблоник Л. М. К вопросу о влиянии электрической нагрузки на работу многослойного преобразователя // Акустический журн. 1964. Т. 10, № 2. С. 234–238.

15. Меркулов Л. Г., Федоров В. А., Яковлев Л. А. Работа пьезопреобразователя, нагруженного на твердую упруго-анизотропную среду // Акустический журн. 1973. Т. 19, № 1. С. 53–59.

16. Голубев А. С. Преобразователи ультразвуковых дефектоскопов / ЛЭТИ. Л., 1986. 80 с.

*Дурукан Ясемин* – магистр по направлению "Приборы и методы контроля качества и диагностики" (2017), ассистент и аспирантка кафедры электроакустики и ультразвуковой техники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 10 научных работ. Сфера научных интересов – кристаллоакустика.

E-mail: durukanleti@gmail.com

Перегудов Александр Николаевич – кандидат технических наук (1986), доцент (2003) кафедры электроакустики и ультразвуковой техники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – акустика твердого тела, ультразвуковые измерения, пластинчатые пьезопреобразователи. E-mail: a peregudov@mail.ru

Шевелько Михаил Михайлович – кандидат технических наук (1978), доцент (2003) кафедры электроакустики и ультразвуковой техники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – акустика твердого тела, методы и аппаратура ультразвукового контроля состояния и состава сред, электроника. E-mail: MMShevelko@mail.eltech.ru

# Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий Medical Devices, Environment, Substances, Material and Product Control Equipment

https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-1-75-83 УДК 543.429.23

# С. А. Баруздин

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

# РАЗРЕШАЮЩАЯ СПОСОБНОСТЬ МОДИФИЦИРОВАННОГО МЕТОДА РЕКОНСТРУКЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЯ ПО ПРОЕКЦИЯМ СПИНОВОЙ ПЛОТНОСТИ В МАГНИТОРЕЗОНАНСНОЙ ТОМОГРАФИИ

Аннотация. В известном методе реконструкции изображения по проекциям в магниторезонансной томографии используется спиновое эхо, возбуждаемое двумя sinc-импульсами. Дальнейшая обработка предполагает формирование двух квадратурных составляющих сигнала спинового эха, преобразование их в цифровой формат и последующее преобразование Фурье. Предлагаемый модифицированный метод основан на замене второго sincрадиоимпульса на импульс с линейной частотной модуляцией. При этом упомянутые проекции формируются амплитудным детектированием огибающей спинового эха, что существенно упрощает процедуру обработки. Целью исследований является анализ разрешающей способности модифицированного метода. В основу математической модели положены уравнения Блоха, решаемые на основе аппарата переходных матриц состояния спиновой системы. При их вычислении использовалась ступенчатая аппроксимация комплексных огибающих импульсов возбуждения. Это позволило свести систему линейных дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами (уравнения Блоха) к системе линейных дифференциальных уравнений с кусочно-постоянными коэффициентами. В этом случае уравнения имеют аналитическое решение. На основе полученного решения проведен анализ разрешающей способности метода, ранее не исследованной, посредством моделирования возбуждения спинового эха. Определены условия отсутствия динамических искажений, влияющих на качество получаемых изображений. Показано, что разрешающая способность определяется размерами области сканирования, значением градиента приложенного магнитного поля, длительностью импульса с линейной частотной модуляцией, а также гиромагнитным отношением используемого типа ядра. В разработанном методе отпадает необходимость Фурье-преобразования сигнала спинового эха и достигается сопоставимая с известным методом разрешающая способность.

Ключевые слова: магниторезонансная томография, метод реконструкции изображения по проекциям, разрешающая способность, динамические искажения, линейная частотная модуляция

**Для цитирования:** Баруздин С. А. Разрешающая способность модифицированного метода реконструкции изображения по проекциям спиновой плотности в магниторезонансной томографии // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 1. С. 75–83. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-75-83

# Sergey A. Baruzdin

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

# RESOLVING POWER OF MODIFIED IMAGE RECONSTRUCTION METHOD IN SPIN DENSITY PROJECTIONS IN MAGNETIC RESONANCE IMAGING

**Abstract.** The well-known method of image reconstruction by projections in magnetic resonance imaging uses spin echo excited by two sinc pulses. The further processing involves forming of the spin echo signal two quadrature components converting them into a digital format and the subsequent Fourier transform. The proposed modified

Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий Medical Devices, Environment, Substances, Material and Product Control Equipment

method is based on the second sinc radio pulse substitution for the linear FM pulse. In this case, the mentioned projections are formed by amplitude detection of the spin echo envelope, which significantly simplifies the processing procedure. The aim of the research is to analyze the modified method resolution. The mathematical model is based on Bloch equations. Their solution is carried out on the basis of the device of the spin system state transition matrices. For their calculation, the stepped approximation of the excitation pulse complex envelopes is used. It makes possible to convert the system of linear differential equations with variable coefficients (Bloch equations) to the system of linear differential equations with piecewise constant coefficients. In this case, the equations have analytical solution. Following the obtained solution, the analysis of the method resolution not previously investigated, is performed by means of modeling the spin echo excitation. The conditions are specified when no dynamic distortions influencing received image quality exist. It is shown that resolution is determined by the size of the scan area, the magnitude of the gradient of the applied magnetic field, the pulse duration with linear frequency modulation, as well as gyromagnetic ratio of the core type used. The developed method eliminates the need for Fourier transform over the spin echo signal and pro-vides resolution comparable to the conventional one.

**Key words:** magnetic resonance imaging, method of image reconstruction by projection, resolving power, dynamic distortion, linear frequency modulation

**For citation:** Baruzdin S. A. Resolving Power of Modified Image Reconstruction Method in Spin Density Projections in Magnetic Resonance Imaging. Journal of the Russian Universieties. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 1, pp. 75–83. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-75-83 (In Russian)

Введение. Магниторезонансная томография (МРТ) является одним из современных методов медицинской диагностики, основанной на анализе полученных изображений внутренних органов. При этом, в отличие от рентгеновских методов, включая компьютерную томографию (КТ), она безопасна для здоровья [1]–[4].

Принципиальное преимущество МРТ состоит в отличном контрастном разрешении получаемых изображений мягких тканей. Причем эти изображения можно формировать в любых плоскостях. МРТ проигрывает КТ при получении изображений костных структур, а также в целом уступает в разрешающей способности [5]–[7].

В основе МРТ лежит ядерный магнитный резонанс (ЯМР) магнитных моментов ядер, помещенных в поляризующее магнитное поле [8]–[11].

Поскольку во внутренних органах содержится большое количество воды и ее концентрация сильно различается, то при формировании контрастных изображений чаще всего используют ядра водорода (протоны). Протоны также характеризуются наибольшим из возможного гиромагнитным отношением, что обусловливает достаточную интенсивность сигналов ЯМР и приемлемое отношение сигнал/шум.

Обычно для диагностики используют изображения плоскостных срезов внутренних органов, формируемые за счет неоднородного распределения протонов в рассматриваемой плоскости. Это распределение называют спиновой плотностью g(x, y). Низкие значения этой функции соответствуют темным уровням изображения, а высокие – светлым. Методы получения изображения. Для формирования изображения плоскостного среза используют различные импульсные методы возбуждения сигналов ЯМР. При этом первичная обработка состоит в формировании сигнала свободной индукции (ССИ) или спинового эха. В первом случае ССИ возбуждается одним импульсом радиочастотного магнитного поля, а во втором, как правило, двумя. Вторичная обработка состоит в одномерном или двумерном преобразовании Фурье от ССИ или спинового эха и иногда в дополнительных преобразованиях.

Одним из хронологически первых возникших методов МРТ является метод формирования изображения по его проекциям [1], [2], [4], [6].

При реализации этого метода на исследуемый объект, находящийся в продольном магнитном поле с индукцией  $B_0 e_z$ , воздействуют радиочастотным импульсным магнитным полем  $R_1(t)$  в присутствии продольного градиента магнитного поля  $G_z$  (рис. 1, a,  $\delta$ ). На интервале включения градиента  $G_z$  на объект действует поляризующее продольное магнитное поле  $B_z = B_0 + G_z z$ . Наличие градиента обусловливает линейное изменение частот ЯМР вдоль оси z:

$$\omega(z) = \gamma B_0 + \gamma G_z z = \omega_0 + \Omega(z),$$

где  $\gamma$  – гиромагнитное отношение;  $\Omega = \omega(z) - \omega_0$  – расстройка частоты  $\omega$  относительно несущей частоты радиоимпульса  $\omega_0$ .



*Рис. 1.* Временные диаграммы импульсов возбуждения и спинового эха в известном методе (*a*); диаграмма включения и выключения градиентных импульсов (*б*);
временные диаграммы импульсов возбуждения и эха в модифицированном методе (*в*) *Fig. 1.* Time Diagrams of Excitation Pulse and Spin Echo in Conventional Method (*a*); Diagram of Gradient Pulse Switching on and off (*б*); Time Diagrams of Excitation and Echo Pulses in Modified Method (*e*)

Если рассматриваемый срез имеет координату  $z_0$ , то радиочастотный импульс  $R_1(t)$ , поворачивающий магнитные моменты ядер слоя<sup>1</sup> на угол  $\pi/2$ , должен иметь частоту  $\omega(z_0)$  и ширину спектра 2Δω, соответствующую толщине возбуждаемого слоя  $\Delta z$  ( $\Delta \omega = \gamma G_z 2 \Delta z$ ). Использование для этой цели радиоимпульсов с прямоугольной огибающей приводит к искажениям изображения слоя, поскольку имеющие достаточно высокую энергию боковые лепестки спектра такого сигнала существенно возбуждают соседние слои среза. Поэтому в настоящее время используют усеченные во времени sinc-импульсы, имеющие спектр почти прямоугольной формы, возбуждающие только рассматриваемый срез. Во время действия градиентного импульса происходит некоторая расфазировка магнитных моментов в толщине слоя. Для компенсации этой расфазировки по окончании sinc-импульса меняют полярность импульса градиента G<sub>z</sub>. Одновременно с этим включают градиент  $G_{\xi}$  в направлении оси ξ, лежащей в плоскости среза (рис. 1, б). Этот градиент создается с помощью двух катушек, формирующих градиенты  $G_{\chi}$  и  $G_{\gamma}$ , причем  $G_{\xi} = \sqrt{G_{\chi}^2 + G_{V}^2}$ . Меняя соотношение градиентов  $G_x$  и  $G_y$ , можно менять угол а направления оси ξ. В присутствии градиента G<sub>ξ</sub> на объект в момент времени t2 воздействуют вторым радиочастотным импульсом  $R_2(t)$  на частоте  $\omega_0 = \gamma B_0$  с шириной спектра  $2\Delta\omega = 2\gamma G_{\xi}\xi_{max}$ , где  $2\xi_{max}$  – диаметр области сканирования круглого поперечного сечения. Этот импульс должен поворачивать магнитные моменты ядер на угол π, после чего процесс расфазировки магнитных моментов, имеющих разные частоты ЯМР, сменяется процессом фазировки. В момент времени 2t<sub>2</sub> формируется максимум спинового эха  $\tilde{M}_{e}$ .

Далее сигнал эха преобразуется в цифровой формат, после чего осуществляется преобразование Фурье. Модуль результата преобразования соответствует проекции спиновой плотности на направление градиента. Меняя направление градиента, получают набор проекций спиновой плотности, по которым реконструируют двумерное изображение среза.

В [12] предложена модификация метода, не требующая преобразования Фурье. Для этого в качестве второго импульса возбуждения  $R_2(t)$  используется импульс с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). На рис. 1, *в* представлена временная диаграмма импульсов возбуждения и двухимпульсного спинового эха (высокочастотное заполнение импульсов возбуждения и эха не показано). Как видно из диаграммы, в представленном методе второй радиоимпульс возбуждения заменен на ЛЧМ-импульс<sup>2</sup>. Положение градиентных импульсов сохраняется (рис. 1,  $\delta$ ).

Моделирование возбуждения спинового эха. Для анализа формы спинового эха, возбуждаемого sinc- и ЛЧМ-импульсами, использованы уравнения Блоха [8]–[10].

Комплексная огибающая сигнала спинового эха формируется в результате интегрирования всех изохромат с весами, определяемыми функцией низкочастотного эквивалента неоднородно уширенной линии поглощения  $g(\Omega) = g(\omega - \omega_0)$ :

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Слой в отличие от среза имеет конечную толщину  $\Delta z$ .

<sup>&</sup>lt;sup>2</sup> Диагональная линия символически указывает на линейное изменение частоты внутри импульса.

$$\tilde{M}_{e}(t) = M_{0} \int_{-\infty}^{\infty} g(\Omega) a_{23}^{(1)}(\Omega) a_{12}^{(2)}(\Omega) \times \exp\left[i\Omega\left(t - 2t_{2} + \tau_{1}/2\right)\right] d\Omega, \qquad (1)$$

где  $M_0$  – равновесное значение вектора намагниченности;  $a_{23}^{(1)}(\Omega)$  и  $a_{12}^{(2)}(\Omega)$  – элементы переходных матриц состояния, которые находятся из решения уравнений Блоха<sup>3</sup>;  $\tau_1$  – длительность первого импульса возбуждения.

Таким образом, для определения формы эха необходимо определить элементы переходных матриц состояния  $a_{23}^{(1)}(\Omega)$  и  $a_{12}^{(2)}(\Omega)$  для первого и второго импульсов возбуждения соответственно.

Вычисление переходных матриц состояния для ЛЧМ-импульсов и импульсов произвольной формы проведено методами, описанными в [13], [14], на основе ступенчатой аппроксимации комплексных огибающих импульсов.

Для возбуждения нужного слоя на время воздействия первого импульса возбуждения включают градиент G<sub>z</sub>. Если рассматриваемый срез имеет координату  $z_0$ , то частота ЯМР в центре этого слоя будет равна  $\gamma B_0 + \gamma G_z z_0$ . Положим, что индукция постоянного поляризующего магнитного поля  $B_0 = 1$  Тл (в современных томографах обычно 1 или 1.5 Тл). Толщина слоя, определяющая послойразрешение, обычно ное составляет  $\Delta z = 2...10$  мм. Чем меньше толщина слоя, тем меньше уровень сигнала ЯМР, так как в его формировании участвует меньшее количество ядер. Поэтому на практике минимальная толщина составляет 2 мм. При  $G_z = 4.7 \cdot 10^{-2} \text{ Тл/м}$  и толщине слоя  $\Delta z = 2$  мм разброс частот в слое  $\Delta f$  составит 4 кГц  $(\Delta \omega = 8\pi \cdot 10^3 \text{ рад/c})$ . Этим значениям должны соответствовать частота и ширина спектра sincимпульса, комплексная огибающая которого, выраженная в единицах круговой частоты, имеет вид

$$\tilde{R}_{\rm I}(t) = \gamma \tilde{B}(t) = R_{\rm I} \sin(\pi t/T) / (\pi t/T), \qquad (2)$$

где  $\widetilde{B}$  — комплексная поперечная компонента вектора магнитной индукции.

Прямоугольный спектр такого импульса имеет ширину  $2\pi/T$ , откуда параметр *T*, определяющий необходимую ширину спектра 4 кГц (2), должен быть равен *T* = 0.25 мс. Общую длительность импульса целесообразно ограничить семью лепестками (одним центральным и по 3 боковых с каждой стороны)<sup>4</sup>, тогда общая длительность sinc-импульса составит  $\tau_1 = 1.75$  мс.

Оптимизация параметров этого импульса состоит в обеспечении максимума модуля коэффициента  $a_{23}^{(1)}(\Omega)$  в рабочей полосе частот. Для этого амплитуда импульса R<sub>1</sub> принята равной  $\pi/(2T) = 2\pi \cdot 10^3$  рад/с. Частотные зависимости модуля  $\left|a_{23}^{(1)}(\Omega)\right|$  и фазы  $\phi_1(\Omega) = \arg a_{23}^{(1)}(\Omega)$ этого матричного коэффициента представлены на рис. 2, а и б соответственно. Как видно из рис. 2, б, фаза не постоянна в рабочей полосе частот, что приводит к расфазировке магнитных моментов атомов в толщине слоя и к подавлению результирующего сигнала ЯМР. Для компенсации этой расфазировки сразу после положительного импульсного градиента магнитного поля G<sub>z</sub> включают отрицательный градиент G<sub>1</sub> с площадью в 2 раза меньшей, чем у первого (см. рис. 1, б). При этом коэффициент  $a_{23}^{(1)}(\Omega)$  домножается на  $\exp(i\Omega\tau_1)$ . В результате фазовая характеристика коэффициента  $a_{23}^{(1)}(\Omega)$  с учетом множителя  $\exp(i\Omega\tau_1)$  в рабочей полосе частот становится величиной, близкой к постоянной, равной π/2 (рис. 2, в). Таким образом, к концу этого оптимального импульсного градиента магнитные моменты атомов слоя суммируются синфазно. В результате к моменту окончания градиентного импульса  $G_z$  все магнитные моменты слоя поворачиваются из продольного положения на 90° и оказываются расположенными в поперечной плоскости, формируя максимально возможное значение намагниченности M<sub>0</sub>.

Рассмотрим требования к параметрам ЛЧМимпульса. Пусть область сканирования в срезе представляет собой окружность диаметром

<sup>&</sup>lt;sup>3</sup> Нижние индексы указывают элемент переходной матрицы с размерами 3×3, верхние – порядковый номер импульса возбуждения, которому соответствует переходная матрица.

<sup>&</sup>lt;sup>4</sup> В этих лепестках сосредоточено 0.975 энергии неусеченного импульса.



*Рис.* 2. Частотные зависимости модуля коэффициента  $a_{23}^{(1)}(a)$  и его фазы в отсутствие градиента  $G_1(\delta)$  и при его наличии (в) *Fig.* 2. The Frequency Dependence of  $a_{23}^{(1)}$  Modulus (a) and its Phase with (в) and without ( $\delta$ ) Gradient  $G_1$ 

D = 0.5 м, индукция постоянного поляризующего магнитного поля  $B_0 = 1$  Тл. Градиент в плоскости среза вдоль оси  $\xi \ G_{\xi} = 0.047$  Тл/м. При этих параметрах несущая частота ЛЧМ-импульса составляет  $f_0 = 42.6$  МГц, а девиация частоты  $f_{\mathcal{A}} = [\gamma/(2\pi)]G_{\xi}D/2 = 50$  кГц. ЛЧМ-импульс (без учета задержки на время  $t_2$ ) описывается выражением

$$r_{2}(t) = R_{2} \cos\left(\omega_{0}t + \beta t^{2}/2\right), \ |t| \le \tau_{2}/2,$$

где  $R_2$ ,  $\tau_2$  – амплитуда и длительность ЛЧМ-импульса соответственно;  $\beta = 2\omega_{\rm m}/\tau_2$ . Его комплексная огибающая, определяющая  $a_{12}^{(2)}(\Omega)$  (1), описывается выражением  $\dot{R}_2(t) = R_2 \exp(\beta t^2/2)$ .

Для  $T_2 = 100 \text{ мс}$  [3] длительность ЛЧМ-импульса  $\tau_2 < T_2$  выберем равной  $\tau_2 = 20$  мс, а время задержки t<sub>2</sub> = 35.438 мс. Оптимальная амплитуда импульса  $R_2 = 9 \cdot 10^3 \text{ рад/с}$  обеспечивает максимум модуля коэффициента  $a_{12}^{(2)}(\Omega) = 1$ . Отметим, что обычно максимум двухимпульсного спинового эха формируется в момент времени, равный удвоенному расстоянию между импульсами возбуждения, т. е. в момент 2t<sub>2</sub>. Однако в рассматриваемом случае интервал расфазировки магнитных моментов равен не  $t_2$ , а  $t_2 - \Delta t = t_2 - \tau_1/2$ (см. рис. 1, б), поскольку градиент G<sub>E</sub> включается не в момент t = 0, а спустя интервал  $\Delta t$ . В результате центр эха формируется в момент времени  $2t_2 - \Delta t$ . При указанных ранее значениях параметров центр спинового эха будет расположен в точке t = 70 мс.

Наличие ЛЧМ-импульса при возбуждении спинового эха может приводить к динамическим искажениям огибающей эха. При выборе параметров ЛЧМ-импульса необходимо принимать во внимание это обстоятельство. Множитель  $g(\Omega)$ , описывающий распределение спиновой плотности в (1), может рассматриваться как коэффициент передачи фильтра, через который проходит ЛЧМ-импульс. Динамические искажения приводят к уменьшению амплитуды отклика, смещению его максимума, а также к увеличению его длительности. Все это может приводить к погрешностям определения координат, ухудшению разрешающей способности и искажению контраста изображения в томографах.

Как было показано ранее, коэффициент  $a_{23}^{(1)}$  в (1) представляет собой константу в рабочей полосе частот, равную  $\pi$  рад. Второй коэффициент в (1)  $a_{12}^{(2)}(\Omega) \sim S_2^2(\Omega)$  [13], где  $S_2(\Omega)$  – спектральная плотность комплексной огибающей ЛЧМ-импульса возбуждения. При большой базе импульса его амплитудный спектр близок к прямоугольному, а фазовый описывается показателем экспоненты  $e^{-i[\Omega^2/(2\beta)]}$ . При возведении спекПриборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий Medical Devices, Environment, Substances, Material and Product Control Equipment

тральной плотности ЛЧМ-импульса в квадрат форма модуля спектральной плотности остается близкой к прямоугольной, а фазовый спектр становится равным  $e^{-i(\Omega^2/\beta)}$ . Это свидетельствует о том, что результирующая спектральная плотность соответствует комплексной огибающей ЛЧМимпульса, у которого девиация частоты такая же, как у импульса возбуждения, но длительность становится в 2 раза больше:  $2\tau_2$ . Этот ЛЧМ-импульс фильтруется в соответствии с (1) функцией  $g(\Omega)$ .

Пусть полоса пропускания этого фильтра равна 2 $\Delta f$ . Тогда интервал времени, в течение которого ЛЧМ-импульс находится в полосе пропускания этого фильтра:

$$\Delta t = \tau_2 \, 2\Delta f \, / \, f_{\rm A} \, .$$

Для отсутствия динамических искажений необходимо, чтобы это время было больше длительности переходных процессов в фильтре  $(2\Delta f)^{-1}$ . Отсюда можно получить соотношение для частотной разрешающей способности в поперечной плоскости:

$$2\Delta f > \sqrt{f_{\mathcal{I}}/\tau_2}.$$

Поскольку частота и координата линейно связаны между собой, то пространственная разрешающая способность в поперечной плоскости ограничена соотношением

$$2\Delta\xi > \frac{2\Delta\omega}{\gamma G_{\xi}} = \frac{2\pi\sqrt{f_{\pi}/\tau_2}}{\gamma G_{\xi}} = \sqrt{\frac{\pi D}{\tau_2 \gamma G_{\xi}}}.$$
 (3)

Таким образом, разрешающая способность в поперечной плоскости зависит от диаметра области сканирования D, длительности ЛЧМимпульса  $\tau_2$ , гиромагнитного отношения  $\gamma$  и градиента  $G_{\xi}$ .

Рассмотрим модель плоскостного среза объекта (рис. 3). Она содержит 11 фрагментов разного размера, расположенных вдоль оси *х*. Распределение спиновой плотности каждого фрагмента описывается двумерным гауссовским законом.

В рассматриваемой плоскости включается градиент магнитного поля  $G_{\xi}$ , направленный вдоль оси  $\xi$ , которая расположена под углом  $\alpha$  к оси x. Пусть этот угол сначала равен нулю, тогда





одномерное распределение спиновой плотности вдоль оси ξ будет описываться функцией

$$g_{\xi}(\xi) = \frac{1}{11} \sum_{k=-5}^{5} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{\frac{-(\xi - \Delta_1 k)^2}{2\sigma^2/(6+k)}},$$

где  $\sigma$  – среднеквадратическое отклонение спиновой плотности для крайнего левого фрагмента;  $\Delta_1$  – расстояние между соседними фрагментами (рис. 3). Рассматриваемая функция является проекцией двумерной спиновой плотности на направление градиента.

Примем  $\sigma = 0.5$  см, а  $\Delta_1 = 5$  см.

Каждой точке на оси  $\xi$  соответствует расстройка частоты  $\Omega = \gamma G_{\xi} \xi$ , поэтому при расчете сигнала эха можно перейти от интегрирования по координате  $\xi$  к интегрированию по расстройке частоты  $\Omega$  в соответствии с (1). В этом случае значения  $\sigma$  и  $\Delta_1$  из координатных параметров должны быть преобразованы в частотные, а функция  $g_{\xi}(\xi)$  заменена на  $g(\Omega)$ . Тогда параметры этого распределения, рад/с :

$$\sigma_{\Omega} = 2\pi \cdot 1.25 \cdot 10^3$$
;  $\Delta_{\Omega}(\alpha) = 2\pi \cdot 10^4 \cos \alpha$ .

**Результаты.** На рис. 4 представлены проекции спиновой плотности  $g(\Omega)$  на направление градиента для трех значений  $\alpha$ . При изменении угла в силу симметрии двумерного распределения форма фрагментов не меняется, а расстояние между фрагментами уменьшается и при  $\alpha = \pi/2$ все фрагменты сливаются в один.



*Рис. 4.* Проекции спиновой плотности  $g(\Omega)$ на направление градиента для различных значений угла  $\alpha$ *Fig. 4.* Projections of Spin Density  $g(\Omega)$  to the Gradient Direction for Different Values of Angle  $\alpha$ 

На рис. 5 представлены нормированные к значению  $M_0$  огибающие спинового эха для тех же значений угла  $\alpha$ . Они напоминают графики, приведенные на рис. 4, однако на них видны и динамические искажения, проявляющиеся в уменьшении интенсивности огибающей эха слева направо. Эти искажения объясняются тем, что разрешающая способность при указанных ранее параметрах, вычисленная по (3),  $2\Delta\xi = 7.8$  мм, а ширина фрагментов (см. рис. 3) меняется слева направо от  $2\sigma = 10$  мм до  $2\sigma/\sqrt{11} = 3$  мм. Кроме того, ширина фрагментов огибающей эха практически не меняется, в то время как в оригинале спиновая плотность фрагментов уменьшается по ширине слева направо.

Пространственная координата  $\xi$ , расстройка частоты  $\Omega$  и время *t* связаны между собой. Так, области сканирования -25...25 см соответствует



расстройка круговой частоты  $-\pi \cdot 10^5 \dots \pi \cdot 10^5$  рад/с и время 50...90 мс.

На основе проекций спиновой плотности, полученных для различных направлений градиента, удается реконструировать двумерное изображение среза. В силу связи  $\xi$ ,  $\Omega$  и t зависимости  $\tilde{M}_e(t, \alpha)$  можно пересчитать в зависимости  $\tilde{M}_e(\xi, \alpha)$ . В общем случае для реконструкции изображения используется обратное преобразование Радона [15]:

$$g(x,y) =$$

$$= \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{0}^{2\pi\infty} \int_{0}^{\infty} e^{i\omega(x\cos\alpha + y\sin\alpha)} D(\omega, \alpha) \omega d\omega d\alpha,$$
  
где  $D(\omega, \alpha) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{M}_e(\xi, \alpha) e^{-i\omega\xi} d\xi.$ 

Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий Medical Devices, Environment, Substances, Material and Product Control Equipment





Количество необходимых проекций может быть больше трех. Само преобразование выполняется численными методами.

Обсуждение. Пути повышения разрешающей способности. В рассмотренном примере разрешающая способность не соответствует объекту, представленному на рис. 3. Для повышения разрешающей способности и уменьшения динамических искажений в соответствии с (3) целесообразно увеличить в 10 раз градиент магнитного поля, установив его равным  $G_{\xi} = 0.47$  Тл/м. При

этом в 10 раз увеличится девиация частоты:

$$f_{\rm д} = [\gamma/(2\pi)]G_{\xi} D/2 = 500$$
кГц,

а также параметры распределения функции  $g(\Omega)$ , рад/с:

$$\sigma_{\Omega} = 2\pi \cdot 1.25 \cdot 10^4; \ \Delta_{\Omega}(\alpha) = 2\pi \cdot 10^5 \cos \alpha$$

Оптимальная амплитуда ЛЧМ-импульса, обеспечивающая максимум модуля коэффициента  $|a_{12}^{(2)}| = 1$ , при новой девиации частоты составит  $R_2 = 2.7 \cdot 10^4$  рад/с.

На рис. 6 представлены графики спиновой плотности (*a*) и огибающая спинового эха ( $\delta$ ) для угла  $\alpha = 0$ . Из рис. 6, *a* видно, что по сравнению с предыдущим случаем частотный масштаб изменился в 10 раз. Однако временно́й масштаб (рис. 6,  $\delta$ ) остался прежним.

Увеличение градиента магнитного поля в 10 раз позволило увеличить разрешающую способность в  $\sqrt{10}$  раз до значения  $2\Delta\xi = 2.5$  мм в соответствии с (3). В результате динамические искажения уменьшились, на рис. 6,  $\delta$  нет спада ин-

тенсивностей фрагментов, ширина фрагментов слева направо уменьшается.

Можно также повысить разрешающую способность за счет уменьшения области сканирования. Так, если диаметр D уменьшить с 50 до 12.5 см, то разрешающая способность станет равной 1.25 мм. Что касается повышения разрешающей способности за счет увеличения длительности ЛЧМ-импульса, то здесь ограничения связаны с необходимостью выполнения условия  $\tau_2 < T_2$ . В противном случае будут возникать сильные релаксационные искажения.

Заключение. Анализ предложенного модифицированного метода реконструкции изображения по его проекциям, выполненный на основе решения уравнений Блоха, показал, что в исследуемом срезе может быть достигнута разрешающая способность порядка долей миллиметра. Поскольку в стандартных томографах значение градиента магнитного поля лежит в пределах 0.01...10 Тл/м [9], то, увеличив его от значения  $G_{\xi} = 0.047$  Тл/м до  $G_{\xi} = 0.47$  Тл/м, можно достичь разрешающей способности 0.4 мм, что соответствует типовым значениям разрешающей способности в МРТ 0.3...1.2 мм [1].

Установлено, что разрешающая способность зависит от диаметра области сканирования, длительности ЛЧМ-импульса, значения градиента магнитного поля в срезе, а также от гиромагнитного отношения используемого вида ядер.

Модифицированный метод позволяет получать проекции спиновой плотности на направление градиента без традиционно используемого преобразования Фурье на основе линейного амплитудного детектирования сигнала спинового эха при достижении сопоставимой разрешающей способности. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 1

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Блинк Э. Основы магнитно-резонансной томографии: Физика. 2000. URL: http://www.twirpx.com/file /84209/ (дата обращения 04.02.2019)

2. Hornak J. P. The Basics of NMR. Magnetic Resonance Laboratory. Rochester Institute of Technology. URL: http://www.cit.rit.edu/htbooks/nmr/inside.htm (дата обращения 04.02.2019).

3. Мэнсфилд П. Быстрая магниторезонансная томография // УФН. 2005. Т. 175, № 10. С. 1044–1052. doi: 10.3367/UFNr.0175.200510e.1044

4. Blumich B. NMR imaging of materials. Oxford: Clarendon press, 2000. 541 p.

5. ЯМР-интроскопия / В. А. Ацаркин, Г. В. Скроцкий, Л. М. Сороко, Э. И. Федин // УФН. 1981. Т. 135, № 2. С. 285–315. doi: 10.3367/UFNr.0135.198110e.0285

6. Vlaardingerbroek M. T., den Boer J. A. Magnetic resonance imaging. Berlin: Springer, 2002. 520 p.

7. Волобуев А. Н. Некоторые принципы выбора параметров магниторезонансных томографов // ЖТФ. 2017. Т. 87, вып. 1. С. 130–135. doi: 10.21883 /JTF.2017.01.44029.1755 (дата обращения 04.02.2019).

Статья поступила в редакцию 7 декабря 2018 г. Статья принята к публикации 11 февраля 2019 г. 8. Ernst R. R., Bodenhausen G., Wokaun G. Principles of nuclear magnetic resonance in one and two dimensions. Oxford: Clarendon press, 1987. 610 p.

9. Блюмих Б. Основы ЯМР. М.: Техносфера, 2011. 256 с.

10. Сликтер Ч. Основы теории магнитного резонанса. М.: Мир, 1981. 448 с.

11. Киттель Ч. Введение в физику твердого тела. М.: Наука, 1978. 492 с.

12. Baruzdin S. A. Modified Method for Reconstructing the Image From Projections in Magnetic Resonance Tomography // Technical Physics. 2018. Vol. 63, № 2. P. 306–311. doi: 10.1134/S1063784218020032

13. Baruzdin S. A. Excitation of Spin Echo by Pulses with Linear Frequency Modulation // Technical Physics. 2015. Vol. 60, № 3. P. 400–405. doi: 10.1134/S1063784215030032

14. Баруздин С. А. Моделирование возбуждения спинового эха импульсами с произвольным законом модуляции // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. Вып. 1. С. 39–43.

15. Deans S. R. The Radon Transform and Some of Its Applications. New York: John Wiley & Sons, 1983. 289 p.

*Баруздин Сергей Анатольевич* – доктор технических наук (2004), доцент (1995), пенсионер. Автор 96 научных работ. Сфера научных интересов – обработка сигналов, функциональная электроника, применение спинового и фотонного эха. E-mail: bkedr@rambler.ru

# REFERENCES

1. Blink E. Fundamentals of Magnetic Resonance Imaging: Physics 2000. Available at: http://www.twirpx.com/file /84209/ (accessed 04.02.2019)

2. Hornak J. P. The Basics of NMR. Magnetic Resonance Laboratory. Rochester Institute of Technology. Available at: http://www.cit.rit.edu/htbooks/nmr/inside.htm (accessed 04.02.2019).

3. Mansfield P. *Bystraya magnitorezonansnaya tomografiya* [Fast Magnetic Resonance Imaging]. UFN, 2005, vol. 175, no. 10, pp. 1044–1052. doi: 10.3367/UFNr.0175. 200510e.1044 (In Russian)

4. Blumich B. NMR Imaging of Materials. Oxford: Clarendon press, 2000, 541 p.

5. Atsarkin V. A., Skrotskii G. V., Soroko L. M., Fedin E. I. *YaMR-introskopiya* [NMR-Introscopy]. UFN, 1981, vol. 135, no. 2, pp. 285–315. doi: 10.3367/UFNr.0135.198110e.0285 (In Russian)

6. Vlaardingerbroek M. T., den Boer J. A. Magnetic Resonance Imaging. Berlin: Springer, 2002, 520 p.

7. Volobuev A. N. Some Principles of Magnetic Resonance Imaging Parameter Selection. Technical Physics. 2017, vol. 87, iss. 1, pp. 130–135. doi: 10.21883 /JTF.2017. 01.44029.1755 (In Russian)

Received December 07, 2018 Accepted February, 11, 2019 8. Ernst R. R., Bodenhausen G., Wokaun G. Principles of Nuclear Magnetic Resonance in One and Two Dimensions. Oxford, Clarendon press, 1987, 610 p.

9. Blumich B. *Osnovy YaMR* [Basics of NMR]. Moscow, Technosphere, 2011, 256 p. (In Russian)

10. Slichter C. P. Principles of Magnetic Resonance. 3d ed. Berlin: Springer, 1990. 448 p.

11. Kittel Ch. *Vvedenie v fiziku tverdogo tela* [Introduction to Solid State Physics]. Moscow, Nauka, 1978, 492 p. (In Russian)

12. Baruzdin S. A. Modified Method for Reconstructing the Image From Projections in Magnetic Resonance Tomography. Technical Physics. 2018, vol. 63, no. 2, pp. 306–311. doi: 10.1134/S1063784218020032

13. Baruzdin S. A. Excitation of Spin Echo by Pulses with Linear Frequency Modulation. Technical Physics. 2015, vol. 60, no. 3, pp. 400–405. doi: 10.1134 /S1063784215030032

14. Baruzdin S. A. Simulation of Spin Excitation with Arbitrary Modulation Law. Journal of the Russian Universieties. Radioelectronics. 2015, vol. 1, pp. 39-43. (In Russian)

15. Deans S. R. The Radon Transform and Some of Its Applications. New York, John Wiley & Sons, 1983, 289 p.

*Sergey A. Baruzdin* – Dr. of Sci. (Engineering) (2004), Associate Professor (1995), pensioner. The author of 96 scientific publications. Area of expertise: signal processing; functional electronics; spin and photon echo applications. E-mail: bkedr@rambler.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 A4. Параметры страницы: поля – верхнее, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колонтитулы – верхний 2 см, нижний 2 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта 10.5 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

#### Элементы заглавия публикуемого материала

1. УДК (выравнивание по левому краю).

2. Перечень авторов – Φ. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Φ. И. О. разделяются запятыми.

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.

 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 учебныки, 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:

 Перечень авторов – Φ. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Φ. И. О. разделяются запятыми.

2. Место работы авторов. Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем приводится список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации и т. д.

3. Название статьи (перевод названия, указанного перед текстом).

 Резюме (abstract) статьи объемом 200–250 слов, кратко излагающее постановку задачи, примененные методы ее решения, полученные результаты.

5. Ключевые слова (перевод списка ключевых слов, указанного перед текстом).

Каждый элемент заглавия приводится с новой строки.

#### Верстка формул

Формулы подготавливаются в редакторе формул MathType; нумеруются только те формулы, на которые есть ссылки в тексте статьи; использование при нумерации букв и других символов не допускается.

Формулы, как правило, выключаются в отдельную строку; в тексте допустимо расположение только однострочных формул, на которые нет ссылок (надстрочные и подстрочные символы в таких формулах допустимы).

Выключенные в отдельную строку формулы выравниваются по середине строки, номер (при необходимости) заключается в круглые скобки и выравнивается по правому краю текста.

Необходимо использовать следующие установки редактора формул. Размеры: "полный" 10.5 pt, "подстрочный" 9 pt, "под-подстрочный" 7 pt, "символ" 14.5 pt, "подсимвол" 12.5 pt. Стили: текст, функция, число, кириллица – шрифт "Times New Roman", вектор-матрица – шрифт "Times New Roman", жирный; греческий малый, греческий большой, символ – шрифт "Symbol", прямой; переменная – шрифт "Times New Roman", курсив. Индексы, представляющие собой слова, сокращения слов или аббревиатуры, набираются только в прямом начертании.

Скобки и знаки математических операций вводятся с использованием шаблонов редактора формул MathType.

Начертание обозначений в формулах и в основном тексте должно быть полностью идентично. Все впервые встречающиеся в формуле обозначения должны быть расшифрованы сразу после формулы. После нее ставится запятая, а на следующей строке без абзацного отступа после слова "где" приводятся все обозначения и через тире – их расшифровки; список должен быть составлен в порядке появления обозначений в формуле; в многострочных формулах вначале полностью описывается числитель, а затем – знаменатель; изменение индекса также считается введением нового обозначения, требующего новой расшифровки. Если при расшифровке встречается обозначение, в свою очередь требующее формульной записи и расшифровки, то с ним поступают как с отдельной формулой, но расшифровку помещают в круглые скобки.

#### Верстка рисунков

Рисунки, представляющие собой графики, схемы и т. п., должны быть выполнены в графических векторных редакторах (встроенный редактор Microsoft Word, CorelDraw, Microsoft Visio) в черно-белом виде. Использование точечных форматов (.bmp, .jpeg, .tiff, .html) допустимо только для рисунков, представление которых в векторных форматах невозможно (фотографии, копии экрана монитора и т. п.). Качество рисунков и фотографий должно быть не менее 300 dpi.

В поле рисунка должны размещаться только сам рисунок и 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, *a*).

Рисунок размещается в ближайшем возможном месте после первого упоминания его или его первого фрагмента в тексте. Первая ссылка на рисунок приводится, например как (рис. 3), последующие – как (см. рис. 3).

Основные линии на рисунках (границы блоков и соединительные линии на схемах, линии графиков) имеют толщину 1 pt, вспомогательные (выноски, оси, размерные линии) – 0.6 pt.

При формировании рисунка, представляющего собой схему, следует придерживаться требований ГОСТ, ЕСКД, ЕСПД (в частности, недопустимо использовать условные графические обозначения, соответствующие стандартам США и Европы, но не совпадающие с предусмотренными ГОСТ).

На рисунках, представляющих собой графики зависимостей, не следует делать размерную сетку, следует дать лишь засечки на осях, причем все засечки должны быть оцифрованы (т. е. всем засечкам должны соответствовать определенные числовые значения).

Если оси на рисунках оцифрованы, то они завершаются на позиции очередной засечки, где засечка не ставится, а вместо числовых значений даются обозначение переменной и (через запятую) единица измерения. Если оси не оцифровываются, то они завершаются стрелками, рядом с которыми даются обозначения переменных без единиц измерения.

Длины и шаг засечек следует устанавливать таким образом, чтобы на рисунке не было пустых областей, т. е. каждая засечка должна оцифровывать хотя бы некоторые точки одной из приведенных кривых.

Все текстовые фрагменты и обозначения на рисунке даются гарнитурой "Times New Roman" размером 9 pt с одинарным межстрочным интервалом; цифровые обозначения, буквенные обозначения фрагментов и нумерационный заголовок выделяются курсивом.

При необходимости в отдельных текстовых полях на рисунке могут помещаться обозначения и тексты, сформированные в редакторе формул; при этом следует использовать следующие установки редактора: размеры – "полный" 9 pt, "подстрочный" 7 pt, "под-подстрочный" 5.5 pt, "символ" 13 pt, "подсимвол" 11 pt.

Ссылки на обозначения на рисунке в основном тексте даются тем же начертанием (прямым или курсивным), как и на рисунке, но с размером шрифта 10.5 pt, соответствующим размеру основного текста.

#### Верстка таблиц

Текст в таблицах печатается через одинарный интервал, шрифтом "Times New Roman"; основной текст 9 pt, индексы 7 pt, подындексы 5.5 pt.

Таблица состоит из нумерационного заголовка; головки (заголовочной части), включающей заголовки граф (объясняют значение данных в графах); боковика (первой слева графы) и прографки (остальных граф таблицы).

Нумерационный заголовок содержит слово "Таблица" и ее номер арабскими цифрами (без знака номера перед ними; 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 индентификационный номер исследователя ORCID (Open Researcher and Contributor ID), который отображается как адрес вида http://orcid.org/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", 05.27.00 – "Электроника" и 05.11.00 – "Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы" (в редакции приказа ВАК от 10.01.2012 № 5) и представляется следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и наноэлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиофотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Рукописи аспирантов публикуются бесплатно.

Адрес редакционного совета: 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", Редакция журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru