



ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

россии

4

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

2018

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
за соблюдением законодательства
в сфере массовых коммуникаций
и охране культурного наследия
по Северо-Западному
федеральному округу
(ПИ № ФС2-8341 от 02.11.2006 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

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 электронных систем
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
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)

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

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

Редакторы: Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек
Выпускающий редактор И. Г. Скачек
Компьютерная верстка Е. С. Николаевой

Подписано в печать 05.10.18. Формат 60 × 84 1/8.
Бумага офсетная. Печать цифровая. Гарнитура «Times New Roman».
Уч.-изд. л. 8,71. Усл.-печ. л. 8,5. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.). Заказ 133.



IZVESTIYA VYSSHIKH UCHEBNYKH ZAVEDENII ROSSII RADIOELEKTRONIKA

JOURNAL OF THE RUSSIAN UNIVERSITIES
RADIOELECTRONICS

4
2018

Founder:

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

Founded in 1998
Issued 6 times a year

Editorial address:

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

Journal is registered
in Federal Service
for Media Law Compliance
and Cultural Heritage
in the North-West Federal Region
(PI No FS2-8341 of 02.11.2006).

Editors: E. K. Dolgatov, I. G. Skachek
Publishing Editor I. G. Skachek

DTP Professional E. S. Nikolaeva

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 (Lappeenranta, 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)

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"

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"

Sergey A. Baruzdin, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

Aleksandr V. Boronahin, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

Igor B. Fedorov, Member of RAS, Dr. Sci. (Eng.), Prof., MTU
named after N. Bauman

Yury V. Filatov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

Aleksandr A. Golovkov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

Andrey D. Grigoryev, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

Valery P. Ipatov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

Tagir A. Ismailov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., DSTU

Dvity V. Kholodnyak, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

Nikolay V. Lyenko, 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

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. in Mathematics and Physics, Prof.,
ETU "LETI"

Rudolf M. Stepanov, 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 № 4/2018

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

Дерипаска А. Г., Соклакова М. В., Чернышев Э. П. К разработке новых методов аналитической оценки устойчивости автоколебаний в релейных цепях 5

Боровицкий Д. С., Жестерев А. Е., Ипатов В. П., Мамчур Р. М.
Исследование характеристик робастных дискриминаторов запаздывания спутникового высотомера 13

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

Рогожин К. В., Иванов В. А., Сидоренко Д. С. Определение уровня микроволновой мощности, переданной в реактор, по форме анодного тока магнетрона 24

Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Маслаков М. Л., Смаль М. С. Применение бестестовых методов для оценки состояния радиоканала 32

Радиолокация и радионавигация

Монаков А. А. Алгоритм оценки координат объектов для систем мультилатерации 38

Микро- и наноэлектроника

Рудаков Г. А., Хафизов Р. З. Влияние теплового бюджета формирования кантилеверных консолей SiN_x/Al на начальные деформации тепловых сенсоров МЭМС 47

Электроника СВЧ

Крачковская Т. М., Сторублев А. В., Сахаджи Г. В., Емельянов А. С.
Исследование характеристик металлопористого катода, модифицированного наноуглеродом 57

Правила для авторов статей 64

CONTENTS № 4/2018

Radio Electronic Facilities of Transmitting, Receiving and Processing Of Signals

Deripaska A. G., Soklakova M. V., Chernishev E. P. Development of New Methods
for Analytical Estimation of Self-Oscillation Stability in Relay Circuits..... 5

Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M.
Study of Robust TOA Discriminators for Space-Based Radar Altimeter 13

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Rogozhin K. V., Ivanov V. A., Sidorenko D. S. Pulse Form of Magnetron Anode Current
Based Determination of Microwave Power Transferred to Reactor 24

Telecommunication Systems, Networks and Devices

Maslakov M. L., Smal M. S. Application of Non-Test Methods for Chanel Estimation 32

Radiolocation and Radio Navigation

Monakov A. A. Localization Algorithm for Multilateration Systems 38

Micro and Nanoelectronics

Rudakov G. A., Khafizov R. Z. Initial Deformation of SiN_x/Al Cantilevers According
to Thermal Budget for MEMS Sensors 47

Microwave Electronics

Krachkovskaya T. M., Storublev A. V., Sahadji G. V., Emelyanov A. N.
Performance Investigation for Nanocarbon Modified Dispenser Cathode 57

Author's Guide..... 64



DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-5-12

УДК 621.3.001

А. Г. Дерипаска
Концерн "Океанприбор"
Чкаловский пр., д. 46, Санкт-Петербург, 197136, Россия
М. В. Соклакова, Э. П. Чернышев
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

К разработке новых методов аналитической оценки устойчивости автоколебаний в релейных цепях

Аннотация. Статья посвящена развитию метода исследования устойчивости автоколебаний, описанных аналитически. Рассмотрен случай, когда линейная часть системы содержит передаточную функцию, имеющую нулевой полюс. Исследование передаточной функции, степень числителя которой на два порядка меньше степени знаменателя, обычно не представляет трудности. Авторами ранее исследованы более сложные передаточные функции в виде идеального интегратора и апериодического звена, а также случай, когда степени числителя и знаменателя передаточной функции одинаковы. Однако наличие нулевого полюса является особым случаем, подлежащим исследованию.

Дана сравнительная оценка результатов аналитического расчета автоколебаний и анализа устойчивости методами, разработанными для симметричных автоколебаний с повторениями через полпериода и несимметричных с повторениями через период.

Разработанный метод является существенно новым научным шагом в разработке методов расчета нелинейных систем. Он позволяет оценивать важную для прецизионных систем точность приближенных методов расчета. Метод относительно прост в реализации; позволяет получить решение, в том числе и в случаях, до сих пор не поддававшихся анализу приближенными методами, когда импульсная характеристика является разрывной функцией и даже содержит функцию Дирака.

Ключевые слова: автоколебания, устойчивость, релейная система, передаточная функция, дискретная цепь, импульсная характеристика, переходная характеристика

Для цитирования: Дерипаска А. Г., Соклакова М. В., Чернышев Э. П. К разработке новых методов аналитической оценки устойчивости автоколебаний в релейных цепях // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 4. С. 5–12. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-5-12

Alina G. Deripaska
Concern "Oceanpribor"
46, Chkalovsky pr., 197136, St. Petersburg, Russia
Marina V. Soklakova, Eduard P. Chernishev
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

Development of New Methods for Analytical Estimation of Self-Oscillation Stability in Relay Circuits

Abstract. This article is devoted to the development of analytically described self-oscillation stability research technique. The case when the linear part of the system contains transfer function with a zero pole is considered. Typically the transfer function study, where the numerator degree is two orders of magnitude less than the denominator degree is creates no problems. However, the presence of a zero pole makes the case special and requires investigation.

A comparative evaluation of the results of self-oscillation analytical calculation and stability analysis is given, by means of technique developed for symmetric self-oscillations with half-period repetitions and asymmetric ones with period repetitions.

The presented technique is a significantly new scientific step in the development of methods for calculating non-linear systems. It also allows us to evaluate the accuracy of approximate calculation methods, which is important for precision systems. The technique is relatively easy to implement. It allows to find a solution as well as for the cases having been unanalyzable so far.

Key words: self-oscillation, stability, relay system, transfer function, discrete circuit, pulse characteristic, transient characteristic

For citation: Deripaska A. G., Soklakova M. V., Chernishev E. P. Development of New Methods for Analytical Estimation of Self-Oscillation Stability in Relay Circuits. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 4, pp. 5–12. doi:10.32603/1993-8985-2018-21-4-5-12 (In Russian)

Введение. Релейные автоколебательные системы получили широкое распространение в различных областях техники (в частности, измерительной, приборостроительной, навигационной) из-за высокого быстродействия, простоты и относительной дешевизны реализации. В то же время они являются типичными представителями нелинейных систем, которые до сих пор рассчитывались в основном приближенными методами [1], в частности методом гармонической линеаризации и аналитически-численным методом [2]. Некоторые приближенные методы не позволяют проанализировать автоколебания [3], например в случае линейной части в виде идеального интегратора или фильтра нижних частот первого порядка и в теоретически важных случаях, когда степени числителя и знаменателя передаточной функции линейной части одинаковы [4].

Постановка задачи. Авторами [4], [5] предложен простой метод анализа устойчивости симметричных автоколебаний в релейных цепях, базирующийся на применении теории дискретных цепей. Метод был разработан вначале для случая передаточной функции линейной части релейной цепи

$$H(s) = -k \frac{B(s)}{D(s)} = -k \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0}, \quad (1)$$

когда $n \geq m + 2$, т. е. в (1) степень полинома знаменателя $D(s)$ минимум на 2 больше степени полинома числителя $B(s)$ (s – аргумент преобразования Лапласа; k – постоянный коэффициент). В последующих работах авторов это ограничение было устранено [6].

В настоящей статье указанный метод распространен на случай несимметричных автоколебаний в релейной цепи [7], [8].

Справедливость принятых решений может быть проверена их применением в условиях, для которых имеются решения, полученные ранее известными методами [9]. Поскольку симметричные автоколебания являются частным случаем несимметричных, в настоящей статье расчеты

новым методом проведены для симметричных автоколебаний и проведено сравнение полученных результатов с данными известного метода, описанного в [4], [5].

Исходные данные. В качестве примера рассмотрим релейную цепь с релейным элементом, имеющим симметричную нормированную петлю гистерезиса:

$$y(t) = c \operatorname{sgn} [x(t) - d \operatorname{sgn} \dot{x}(t^-)], \quad (2)$$

где $y(t)$, $x(t)$ – выходная и входная переменные релейного элемента соответственно; c , d – высота и полуширина петли гистерезиса соответственно (в дальнейшем петля гистерезиса предполагается нормированной, т. е. $c = d = 1$);

$$\operatorname{sgn}(\tau) = \begin{cases} -1, & \tau < 0; \\ 0, & \tau = 0; \\ 1, & \tau > 0 \end{cases}$$

– переключательная функция идеального релейного элемента; $\dot{x}(t^-)$ – скорость изменения входной переменной в момент, непосредственно предшествующий моменту t переключения релейного элемента.

Отрицательная обратная связь линейной части в релейной цепи описывается передаточной функцией вида (1):

$$H(s) = \frac{X(s)}{Y(s)} = \frac{-k}{s(s+1)}. \quad (3)$$

Таким образом, (3) описывает обычно имеющийся в релейной цепи интегратор и фильтр нижних частот с нормированными к единице передаточной функцией и постоянной времени.

В результате единственным изменяющимся обобщенным параметром в такой нормированной релейной цепи (3) является статический коэффициент k , что очень удобно для понимания проводимого исследования.

В качестве критерия устойчивости автоколебаний в релейной цепи аналогично [5], [10] вы-

бран критерий устойчивости по Ляпунову, определяемый уравнением

$$|x_{\xi}(0)| < \alpha \rightarrow |x_{\xi}(t)| < \beta(\alpha), \quad t \rightarrow \infty, \quad (4)$$

где $x_{\xi} = x - \tilde{x}$ – приращение входного сигнала линейной части системы x , вызванное внесением бесконечно малого возмущения $\tilde{x}$, возникшей вследствие некоторой причины; α, β – бесконечно малые. Уравнение (4) описывает свойство устойчивой системы: если в системе возникает (бесконечно) малое возмущение $|x_{\xi}(0)| < \alpha$, то по истечении некоторого, вообще говоря неопределенного, промежутка времени ($t \rightarrow \infty$) оно не будет превосходить (бесконечно) малой величины β , зависящей от α .

Основная идея. Анализ установившихся автоколебаний в симметричных релейных цепях [4], [5] базируется на описании симметричных автоколебаний в форме

$$x(t) = -x(t \pm \tau); \quad y(t) = -y(t \pm \tau), \quad (5)$$

где $\tau = T/2$ – полупериод автоколебаний.

Таким образом, автоколебания считаются устойчивыми, если за время полупериода τ изменения их амплитуды $|x_{\xi}(t)|$ отвечают критерию устойчивости по Ляпунову (4), и неустойчивыми – в обратном случае¹.

В случае простых несимметричных автоколебаний их описание [7], [8] в сравнении с (5) изменится:

$$x(t) = x(t \pm T); \quad y(t) = y(t \pm T),$$

т. е. здесь не предполагается симметрия на полупериоде $T/2$, как это было в (5). Тогда очевидно считать устойчивыми автоколебания, если за период T изменения амплитуды автоколебаний $|x_{\xi}(t)|$ отвечают критерию устойчивости по Ляпунову (4), иначе – неустойчивыми.

Расчет автоколебания в исходной цепи. Используем аналитическую методику, описанную в [4], [5].

Допустим, что переключение релейного элемента произошло в момент времени $t = 0$. Тогда образ по Лапласу первого полупериода автоколебаний на выходе релейного элемента описывается как

$$Y_1(s) = \frac{1}{s}(1 - e^{-s\tau}), \quad 0 < t < \tau.$$

Полное описание образа сигнала на выходе релейного элемента (по формуле геометрической прогрессии):

$$Y(s) = \frac{Y_1(s)}{1 + e^{-s\tau}} = \frac{1 - e^{-s\tau}}{s(1 + e^{-s\tau})}. \quad (6)$$

Тогда образ сигнала на выходе линейной части:

$$\begin{aligned} X(s) &= Y(s)H(s) = \frac{(1 - e^{-s\tau})}{s(1 + e^{-s\tau})} \frac{-k}{s(s+1)} = \\ &= X_{\text{св}}(s) + X_{\text{вын}}(s) = \frac{A_1}{s} + \frac{A_2}{s+1} + \frac{X_1(s)}{1 + e^{-s\tau}}, \end{aligned} \quad (7)$$

где

$$X_{\text{св}}(s) = \frac{A_1}{s} + \frac{A_2}{s+1}$$

– изображение свободной составляющей решения (A_1, A_2 – коэффициенты);

$$X_{\text{вын}}(s) = \frac{X_1(s)}{1 + e^{-s\tau}}$$

– изображение вынужденной составляющей решения, записанное аналогично (6) в виде суммы убывающей геометрической прогрессии ($X_1(s)$ – изображение искомого первого после произвольно выбранного нулевого момента времени полупериода автоколебаний на выходе линейной части).

Определим коэффициенты свободной составляющей:

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{d}{ds} [s^2 X(s)]_{s=0} = \\ &= \frac{d}{ds} \left[\frac{-k(1 - e^{-s\tau})}{(1 + e^{-s\tau})(s+1)} \right]_{s=0} = -\frac{k\tau}{2}; \end{aligned} \quad (8)$$

$$A_2 = (s+1)[X(s)]_{s=-1} = \frac{-k(1 - e^{\tau})}{1 + e^{\tau}}. \quad (9)$$

Из (7)–(9) найдем описание полупериода установившихся автоколебаний в интервале $0 < t < \tau$:

$$\begin{aligned} X_1(s) &= \frac{H(s)}{s} - X_{\text{св}}(s) = \\ &= \frac{-k}{s^2(s+1)} - \left(\frac{A_1}{s} + \frac{A_2}{s+1} \right) = \\ &= -k \left(\frac{B_0}{s^2} + \frac{B_1}{s} + \frac{B_2}{s+1} \right) - \left(\frac{A_1}{s} + \frac{A_2}{s+1} \right), \end{aligned}$$

где B_0, B_1, B_2 – коэффициенты разложения на простые составляющие изображения по Лапласу переходной характеристики (первого слагаемого).

¹ В настоящей статье рассматриваются простые автоколебания, когда внутри полупериода нет переключений релейного элемента.

Возвратившись к оригиналу сигнала, получим:

$$x_1(t) = h_1(t) - x_{св}(t) = -k[t - 1 + e^{-t}] - [-k\tau/2 + A_2 e^{-t}], \quad (10)$$

где

$$h_1(t) = -k(t - 1 + e^{-t})\delta_1(t) \Leftrightarrow H(s)/s = H_1(s) \quad (11)$$

– переходная характеристика линейной части для $t > 0$ ($\delta_1(t)$ – единичная ступенчатая функция [11]).

Переходной характеристике (11) соответствует импульсная характеристика линейной части

$$h(t) = h_1'(t) = -k[1 - e^{-t}]\delta_1(t) \Leftrightarrow H(s).$$

Для последующих расчетов необходимо знать скорость изменения $\dot{x}_0 = \dot{x}(0^-)$ в момент, предшествующий первому после условного начального момента времени переключению релейного элемента.

При $m \leq n - 2$ из (1) и (3) следует, что сигнал на входе релейного элемента и производная этого сигнала непрерывны:

$$x(0^-) = x(0^+); \quad \dot{x}_0 = \dot{x}(0^-) = \dot{x}(0^+).$$

Требование $m \leq n - 2$ является ограничением рассматриваемого метода.

Из (10) найдем

$$\dot{x}(t) = \dot{x}_1(t) = -k(1 - e^{-t}) + A_2 e^{-t}.$$

Следовательно, скорость изменения $\dot{x}(t)$ в момент переключения $t = 0$ составляет

$$\dot{x}_0 = \dot{x}_1(0^-) = \dot{x}_1(0^+) = A_2 = -k(1 - e^\tau)/(1 + e^\tau), \quad (12)$$

т. е. $\dot{x}_0$ зависит от длительности полупериода автоколебаний τ .

Для определения τ учтем, что в момент условного первого переключения при $t = 0$ согласно (2) имеем $x(0) = d = 1$. Тогда на основании (10):

$$x_1(0) = \frac{k\tau}{2} - A_2 = \frac{k\tau}{2} + k \frac{1 - e^\tau}{1 + e^\tau} = 1, \quad (13)$$

т. е. согласно (13) необходимо решить уравнение

$$\tau/2 + (1 - e^\tau)/(1 + e^\tau) - 1/k = 0.$$

На основе этого уравнения легко решается обратная задача: определение k по заданному τ . Например, задавшись $\tau \cong 2$, получим:

$$\frac{1}{k} = 1 + \frac{1 - e^2}{1 + e^2} \cong 1 + \frac{1 - 7}{1 + 7} = \frac{1}{4}, \text{ т. е. } k \cong 4.$$

Оценка устойчивости автоколебаний методом анализа их полупериода. Пусть входная переменная релейной части является "исчезающе малым" по площади воздействием [10] вида δ -функции:

$$x(t) = \beta_0 \delta(t + \Delta t), \quad \Delta t \rightarrow 0. \quad (14)$$

В результате этого воздействия происходит преждевременное на $\Delta t \rightarrow 0$ срабатывание релейного элемента. Возмущенный сигнал $\tilde{y}(t)$ будет опережать сигнал $y(t) \Leftrightarrow Y(s)$ (6) на выходе релейного элемента на Δt [12]. Вариация этого сигнала $y_\xi(t) = \tilde{y}(t) - y(t)$ будет представлять собой короткие знакопеременные прямоугольные импульсы, которые приближенно можно описать δ -функциями [11], действующими в моменты $t = n\tau$:

$$y_\xi(n\tau) = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n 2\Delta t_n \delta_0(n\tau), \quad (15)$$

где коэффициент "2" обусловлен переключением релейного элемента с уровня "–1" к уровню "+1" [13]. Замена имевшейся в (14) δ -функции $\delta(t)$ на дискретную δ -функцию $\delta_0(n\tau)$ в (15) не искажает картину реакции релейной цепи на возмущающее воздействие.

При $n \geq 1$ величина смещения импульса Δt_n зависит от вариации $x_\xi(n\tau)$ в моменты переключения:

$$|\Delta t_n| = |x_\xi(n\tau)| / \dot{x}_0. \quad (16)$$

Здесь скорость изменения входного сигнала релейного элемента $\dot{x}_0$ в моменты переключения предполагается неизменной, что является допущением представленного метода. Такой подход учитывает только первые члены разложения переменных в ряд Тейлора [14].

С учетом (14)–(16) перейдем к описанию исследуемых процессов эквивалентными уравнениями дискретной цепи:

$$Y_\xi(z) = 2[\beta_0 + X_\xi(z)]\dot{x}_0^{-1}; \quad X_\xi(z) = H(z)Y_\xi(z). \quad (17)$$

Уравнения (17) являются z -преобразованием [11] уравнений (15) и (3) для дискретных моментов времени $t = n\tau$. Знакопеременный множитель $(-1)^n$ из (15) учтен в (17) как знак x_ξ (16).

Из (17) следует, что передаточная функция дискретной цепи может быть получена по передаточной

функции исходной аналоговой релейной цепи методом соответствия их импульсных характеристик:

$$H(z) \div h(nT) = h(t), \quad t = n\tau. \quad (18)$$

Таким образом, сугубо нелинейная релейная цепь при анализе устойчивости автоколебаний описывается системой линейных уравнений (17), (18), решение которых очевидно.

Преобразуем (17):

$$X_\xi(z) = H(z) [\beta_0 + X_\xi(z)] 2\dot{x}_0^{-1} \quad (19)$$

и по (19) найдем передаточную функцию замкнутой дискретной цепи $H_3(z)$:

$$\frac{X_\xi(z)}{\beta_0} = H_3(z) = \frac{2\dot{x}_0^{-1}H(z)}{1 - 2\dot{x}_0^{-1}H(z)}. \quad (20)$$

Знаменатель передаточной функции (20) определяет характеристический полином дискретной цепи [11]:

$$P(z) = \dot{x}_0/2 - H(z) = 0. \quad (21)$$

В предположении некрратных корней z_i полинома $P(z)$ получим при разложении (20) согласно [11]:

$$X_\xi(z) = \sum \frac{D_i z}{z - z_i} \beta_0 \div x_\xi(n\tau) = \sum D_i z_i^n \delta_1(n\tau), \quad (22)$$

где D_i – коэффициенты разложения (20) на простые дроби.

Решение (22) устойчиво, если модули корней характеристического полинома

$$|z_i| \leq 1. \quad (23)$$

В [5] показано, что для соответствия решения повторяющимся автоколебаниям в релейной цепи через половину периода один из корней в (21)–(23) должен быть равен -1 .

Рассматриваемая дискретная цепь согласно (10), (18) имеет импульсную характеристику:

$$\begin{aligned} h(n\tau) &= -k(1 - e^{-n\tau})\delta_1(n\tau) = \\ &= -k(1 - a^n)\delta_1(n\tau) \div H(z) = \frac{-kz}{z-1} + \frac{kz}{z-a}, \end{aligned} \quad (24)$$

где $a = e^{-\tau}$.

Решив (21) с учетом (24) и (12), получим характеристический полином:

$$P(z) = \frac{-k(1 - e^\tau)}{2(1 + e^\tau)} + \frac{kz}{z-1} - \frac{kz}{z - e^{-\tau}} = 0. \quad (25)$$

Введя в это решение обозначения $e^{-\tau} = a$; $e^\tau = 1/a$, после преобразования (25) получим характеристический полином вида

$$z^2 + z(a+1) + a = (z+a)(z+1) = 0,$$

имеющий корни $z_1 = -a = -e^{-\tau}$; $z_2 = -1$.

Корни полинома отвечают условию (23), причем имеется корень $z_2 = -1$, отвечающий указанному ранее условию существования в дискретной цепи устойчивых автоколебаний.

Оценка устойчивости автоколебаний методом анализа через период. Как указано ранее, при анализе устойчивости несимметричных автоколебаний рассматривается изменение выходного сигнала релейной цепи через период T . Поэтому при сохранении последовательности анализа из предыдущего раздела необходима определенная их корректировка [7], [8].

Реакция системы несимметричных автоколебаний на исчезающе малое воздействие в виде вариации выходного сигнала релейного элемента при временном смещении $\Delta t_n = x_\xi(nT)/\dot{x}_0$ в отличие от (15) записывается в виде

$$y_\xi(nT) = \sum_{n=0}^{\infty} 2\Delta t_n \delta_0(nT).$$

Первое уравнение в (17) практически не изменяется:

$$Y_\xi(z) = [\beta_0 + X_\xi(z)] 2\dot{x}_0^{-1},$$

однако во втором уравнении необходимо учесть, что выходной сигнал релейного элемента формируется как от положительных, так и от отрицательных импульсов вариации с выхода релейного элемента.

Опишем эквивалентную импульсную характеристику линейной части в дискретной цепи (для вариаций) в случае несимметричных автоколебаний разностью двух разнополярных импульсных характеристик [12], смещенных на τ – момент обратного переключения релейного элемента:

$$\begin{aligned} h_\xi(nT) &= [h(t) - h(t - \tau)]_{t=nT} = \\ &= -k(1 - e^{-nT})\delta_1(nT) + \\ &+ k[1 - e^{-(nT-\tau)}]\delta_1(nT - \tau). \end{aligned} \quad (26)$$

С учетом того что $T > \tau$, для моментов $nT > T$ (26) можно преобразовать к виду

$$\begin{aligned} h_\xi(nT) &= -k(1 - e^{-nT})\delta_1(nT) + \\ &+ k[1 - e^\tau e^{-T} e^{-(nT-T)}]\delta_1(nT - T). \end{aligned} \quad (27)$$

Аналогично предыдущему разделу для оценки метода введем вспомогательные обозначения (для $T = 2\tau$):

$$\begin{aligned} e^{-\tau} &= a; \quad e^{-T} = e^{-2\tau} = a^2 = b; \\ e^{\tau} &= 1/a; \quad e^T = 1/a^2; \quad \dot{x}_0 = -k \frac{1-e^{\tau}}{1+e^{\tau}} = -k \frac{a-1}{a+1}. \end{aligned} \quad (28)$$

С учетом введенных обозначений запишем импульсную характеристику дискретной цепи (27):

$$\begin{aligned} h_{\Sigma}(nT) &= -k(1-b^n)\delta_1(nT) + \\ &+ k[1-ab^{(n-1)}]\delta_1(nT-T). \end{aligned}$$

Тогда передаточная функция эквивалентной дискретной цепи согласно [11]:

$$H_{\text{ДЦ}}(z) = -k \left(\frac{z}{z-1} - \frac{z}{z-b} \right) + k \left(\frac{1}{z-1} - \frac{a}{z-b} \right),$$

при начальном значении импульсной характеристики $h_{\text{ДЦ}}(0) = H_{\text{ДЦ}}(z)|_{z \rightarrow \infty} = 0$.

Согласно (21) и с учетом обозначений (28) характеристический полином замкнутой дискретной цепи при анализе устойчивости имеет вид

$$\begin{aligned} P(z) &= \frac{\dot{x}_0}{2} - H_{\text{ДЦ}}(z) = \frac{-k}{2} \frac{a-1}{a+1} - \\ &- k \frac{-z+bz}{(z-1)(z-b)} - k \frac{z-b-az+a}{(z-1)(z-b)} = 0. \end{aligned}$$

После преобразований имеем

$$(z-1)(z+2a+a^2) = 0,$$

откуда получаем корни характеристического полинома:

$$z_1 = 1;$$

$$z_2 = -2a - a^2 = -2e^{-\tau} - e^{-2\tau} = e^{-\tau}(-2 - e^{-\tau}).$$

При $\tau = 2$ получаем $|z_2| < 1$. Поскольку устойчивые автоколебания в релейной цепи повторяются через период, получение корня характеристического полинома $z_1 = 1$ (соответствующего таким колебаниям) является обязательным критерием проверки результатов анализа.

Заключение. В статье представлен новый метод, позволяющий анализировать устойчивость несимметричных автоколебаний при анализе вариаций с интервалом, равным периоду. Представленный метод обладает большими возможностями, поскольку ранее разработанный метод анализа вариаций с интервалом в половину периода пригоден только для анализа устойчивости симметричных автоколебаний.

При анализе устойчивости симметричных автоколебаний разработанным и известным методами результаты практически совпадают, что является подтверждением правильности нового метода.

Вместе с этим необходимо признать, что представленный в статье метод аналитически сложнее ранее разработанного, в частности при формировании эквивалентной передаточной функции дискретной цепи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Попов Е. П. Теория нелинейных систем автоматического управления и регулирования. М.: Наука, 1988. 358 с.
2. Бычков Ю. А. Аналитически-численный расчет динамики нелинейных систем. Детерминированные кусочно-степенные модели с сосредоточенными параметрами. Переходные и периодические режимы. Анализ, синтез, оптимизация / СПбГЭТУ "ЛЭТИ". СПб., 1997. 368 с.
3. Воронов А. А. Устойчивость, управляемость, наблюдаемость. М.: Наука, 1979. 336 с.
4. Морозов Д. А., Соклакова М. В., Чернышев Э. П. Аналитический расчет релейных цепей и систем. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2012. 128 с.
5. Ружников В. А., Силина М. В., Чернышев Э. П. Основы проектирования устойчивых моделей релейных автоколебательных радиоэлектронных и электротехнических систем // V Междунар. симп. по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии: сб. науч. докл. Санкт-Петербург, 16–19 сент. 2003 г. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2003. С. 250–253.
6. Силина А. Г., Соклакова М. В., Чернышев Э. П. Обоснование наличия автоколебаний в гистерезис-

ной релейной цепи с апериодическим звеном в цепи обратной связи // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2012. Вып. 6. С. 18–23.

7. Силина А. Г., Соклакова М. В., Чернышев Э. П. Особенности аналитической оценки устойчивости несимметричных автоколебаний в релейной гистерезисной цепи с фильтром нижних частот / Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. Вып. 2. С. 16–20.

8. Дерипаска А. Г., Соклакова М. В., Чернышев Э. П. Анализ соответствия аналитических методов оценки устойчивости АК в релейных цепях и системах // 9-я Междунар. науч.-практ. конф. "Научное обозрение физико-математических и технических наук в XXI веке", Москва, 26–27 сент. 2014 г. // Prospero. 2014. № 4. С. 10–15.

9. Дерипаска А. Г., Соклакова М. В., Чернышев Э. П. Сравнение данных аналитических методов оценки устойчивости автоколебаний в релейных цепях и системах второго порядка // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. Вып. 3. С. 3–8.

10. Цыпкин Я. З. Основы теории автоматических систем. М.: Наука, 1977. 560 с.

11. Бычков Ю. А., Золотницкий В. М., Чернышев Э. П. Основы теории электрических цепей. СПб.: Лань, 2002. 464 с.

12. Ружников В. А., Силина М. В., Чернышев Э. П. Оценка устойчивости моделей релейных автоколебательных систем // Тр. 7-го Междунар. симп. по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии. Санкт-Петербург, 26–29 июня 2007 г. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2007. С. 242–244.

13. Ружников В. А., Соклакова М. В., Чернышев Э. П. Особенности применения теории дискретных цепей при исследовании устойчивости автоколебаний в

релейных электрорадиоэлектронных системах // Тр. 8-го Междунар. симп. по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии. Санкт-Петербург, 16–19 июня 2009 г. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2009. С. 283–286.

14. Силина А. Г., Соклакова М. В., Чернышев Э. П. К разработке аналитических методов оценки устойчивости функционирования релейных автоколебательных электрорадиоэлектронных систем // Тр. 9-го Междунар. симп. по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии. Санкт-Петербург, 13–16 сент. 2011 г. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2011. С. 329–332.

Статья поступила в редакцию 14 июня 2018 г.

Дерипаска Алина Геннадьевна – инженер-программист 2-й категории концерна «Океанприбор». Окончила Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им В. И. Ульянова (Ленина) (2010) по специальности "Прикладная математика". Автор 14 печатных работ. Сфера научных интересов – теория электротехнических систем управления; теория дискретных цепей.
E-mail: kolobok239@yandex.ru

Соклакова Марина Вячеславовна – старший преподаватель кафедры теоретических основ электротехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им В. И. Ульянова (Ленина). Окончила Санкт-Петербургский государственный университет (1986) по специальности "Прикладная математика". Автор 56 научных работ. Сфера научных интересов – теория устойчивости радиоэлектронных и электротехнических систем; теория дискретных цепей.
E-mail: mary-v-s@yandex.ru.

Чернышев Эдуард Павлович – кандидат технических наук (1967), доцент (1971), профессор кафедры теоретических основ электротехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им В. И. Ульянова (Ленина). Почетный работник Высшей школы (2006). Автор более 190 печатных работ. Сфера научных интересов – теория радиоэлектронных и электротехнических систем управления; теория дискретных цепей.
E-mail: mary-v-s@mail.ru.

REFERENCES

1. Popov E. P. *Teoriya nelineynykh sistem avtomaticheskogo upravleniya i regulirovaniya* [Theory of Nonlinear Systems of Automatic Control and Regulation]. Moscow, Nauka, 1988, 358 p. (In Russian)

2. Bychkov Yu. A. *Analiticheski-chislennyy raschet dinamiki nelineynykh sistem. Determinirovannyye kusochno-stepennyye modeli s sosredotochennymi parametrami. Perekhodnye i periodicheskie rezhimy. Analiz, sintez, optimizatsiya* [Analytical-Numerical Calculation of Nonlinear System Dynamics. Deterministic Piecewise-Power Models With Lumped Parameters. Transitional and Periodic Modes. Analysis, Synthesis, Optimization]. SPb., SPbGETU, 1997, 368 p. (In Russian)

3. Voronov A. A. *Ustoichivost', upravlyaemost', nablyudaemost'* [Stability, Controllability, Observability]. Moscow, Nauka, 1979, 336 p. (In Russian)

4. Morozov D. A., Soklakova M. V., Chernyshev E. P. *Analiticheskii raschet releinykh tsepei i sistem* [Analytical Calculation of Relay Circuits and Systems]. SPb., Izd-vo SPbGETU "LETI", 2012, 128 p. (In Russian)

5. Ruzhnikov V. A., Silina M. V., Chernyshev E. P. Fundamentals of Designing Stable Models of Relay Self-Oscillating Radioelectronic and Electrotechnical Systems. V *Mezhdunar. simp. po elektromagnitnoi sovmestimosti i elektromagnitnoi ekologii* [V International Symposium on Electromagnetic Compatibility and Electromagnetic Ecology]. SPb., Izd-vo SPbGETU "LETI", 2003, pp. 250–253. (In Russian)

6. Silina A. G., Soklakova M. V., Chernyshev E. P. Justification of Self-Oscillation Availability in Hysteresis Relay Circuit with Aperiodic Link in Feedback Loop. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2012, no. 6, pp. 18–23. (In Russian)

7. Silina A. G., Soklakova M. V., Chernyshev E. P. Features of Analytical Estimation of Asymmetric Self-Oscillation Stability in Relay Hysteresis Circuit with Low-Pass Filter. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2014, no. 2, pp. 16–20. (In Russian)

8. Deripaska A. G., Soklakova M. V., Chernyshev E. P. Analysis of Analytical Methods Conformity for Assessing Stability of AK in Relay Circuits and Systems. *9 mezhdunar. nauch.-prakt. konf.: "Nauchnoe obozrenie fiziko-matematicheskikh i tekhnicheskikh nauk v XXI veke"* [9th International Scientific and Practical Conference: "Scientific Review of Physical, Mathematical and Technical Sciences in the 21st Century"]. Moscow, Prospero, 2014, no. 4, pp. 10–15. (In Russian)

9. Deripaska A. G., Soklakova M. V., Chernyshev E. P. Data Comparison for Analytical Methods Estimating Stability of Auto-Oscillations in Relay Circuits and Second-Order Systems. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii*

Rossii. Radioelektronika [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2015, no. 3, pp. 3–8. (In Russian)

10. Tsypkin Ya. Z. *Osnovy teorii avtomaticheskikh sistem* [Automatic System Theory Fundamentals]. Moscow, Nauka, 1977, 560 p. (In Russian)

11. Bychkov Yu. A., Zolotnitskii V. M., Chernyshev E. P. *Osnovy teorii elektricheskikh tsepei* [Electrical Circuit Theory Fundamentals]. SPb., Lan', 2002, 464 p. (In Russian)

12. Ruzhnikov V. A., Silina M. V., Chernyshev E. P. Stability Estimation of Relay Self-Oscillating Systems. 7-*i Mezhdunar. simp. po elektromagnitnoi sovmestimosti i elektromagnitnoi ekologii* [7th Intern. Simp. on Electromagnetic Compatibility and Electromagnetic Ecology]. SPb., Izd-vo SPbGETU "LETI", 2007, pp. 242–244. (In Russian)

13. Ruzhnikov V. A., Soklakova M. V., Chernyshev E. P. Features of Discrete Circuit Theory Application in Study of Self-Oscillation Stability in Relay Electronic-Radio Electronic Systems. 8-*i Mezhdunar. simp. po elektromagnitnoi sovmestimosti i elektromagnitnoi ekologii* [8th International Symposium on Electromagnetic Compatibility and Electromagnetic Ecology]. SPb., Izd-vo SPbGETU "LETI", 2009, pp. 283–286. (In Russian)

14. Silina A. G., Soklakova M. V., Chernyshev E. P. *K razrabotke analiticheskikh metodov otsenki ustoychivosti funktsionirovaniya releinykh avtokolebatel'nykh elektroradioelektronnykh sistem* [Analytical Method Development for Estimating Stability of Relay Self-Oscillating Electro-Radio Electronic Systems]. SPb., Izd-vo SPbGETU "LETI", 2011, pp. 329–332. (In Russian)

Received June, 14, 2018

Alina G. Deripaska – Engineer in applied mathematics (2010, Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"), Software Engineer in Concern "Okeanpribor". The author of 14 scientific publications. Area of expertise: theory of electronic and electrical control systems; discrete circuits; special problems.

E-mail: kolobok239@yandex.ru

Marina V. Soklakova – Senior Lecturer of the Department of Theoretical Foundations of Electrical Engineering, Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". Master's Degree in applied mathematics in St. Petersburg State University (2016). The author of 56 scientific publications. Area of expertise: theory of radioelectronic and electrotechnical system stability; discrete chain theory.

E-mail: mary-v-s@yandex.ru

Eduard P. Chernyshev – Ph.D. in Engineering (1967), Associate Professor (1971), Professor of the Department of Theoretical Foundations of Electrical Engineering, Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". Honorary Worker of Higher School (2006). The author of more than 190 scientific publications. Area of expertise: theory of radioelectronic and electrotechnical system stability; discrete chain theory.

E-mail: mary-v-s@mail.ru

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-13-23

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

Исследование характеристик робастных дискриминаторов запаздывания спутникового высотомера

Аннотация. Представлено исследование дискриминаторов запаздывания наземного комплекса обработки данных спутникового высотомера (альтиметра). Требования к петле слежения за запаздыванием эхосигнала на борту высотомера ограничиваются надежным удержанием сопровождаемого сигнала в следящем окне, в то время как "чистовое" измерение альтиметрических параметров (запаздывание, высота волны и др.) является задачей дообработки, выполняемой на Земле. В робастных алгоритмах дискриминирование выполняется без опоры на физическую модель эхосигнала, что способствует улучшению работоспособности спутниковых высотомеров в прибрежных зонах, где попадание участков суши в засвечиваемое высотомером пятно существенно искажает наблюдаемый сигнал по сравнению с откликом сплошной водной поверхности.

Выполнен аналитический расчет шумовых ошибок дискриминаторов центра тяжести и порогового дискриминатора. Приведены результаты моделирования и сопоставлены погрешности оценок запаздывания исследованных дискриминаторов и дискриминатора, оптимального в рамках классической модели. Хотя исследованные дискриминаторы уступают оптимальному в точности оценки запаздывания эхосигнала от водной поверхности, соответствующий проигрыш некатастрофичен и нередко может быть сочтен приемлемой платой за малую чувствительность к отклонениям отражающих свойств зондируемой поверхности от классических моделей.

Ключевые слова: спутниковый высотомер, эхосигнал, временной дискриминатор, робастность, дискриминатор центра тяжести, пороговый дискриминатор, среднеквадратическая ошибка измерения запаздывания

Для цитирования: 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

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

Study of Robust TOA Discriminators for Space-Based Radar Altimeter

Abstract. This paper provides a study of robust TOA discriminators used in ground-based retracking of a space-based altimeter data. Requirements to an on-board TOA tracking loop are limited to reliable locking of received echo-signal within the tracking window, while fine measuring of altimetry parameters (orbit height, SWH, etc.) is a task of the Earth-based retracking. In the robust algorithms TOA-measuring is performed without using any echo physical model. It can improve space-based altimeter operation near the coastline where terrain areas falling into the illuminated spot distort the received signal significantly versus the one from the "pure" water surface. Analytic calculation of noise errors is fulfilled for the OCOG. Besides, the threshold discriminators and simulation results are presented, as well as comparison of the robust discriminators against the optimal (within the classical model framework) one. Despite the robust types yield to the optimal

one in the accuracy of TOA estimate, the loss is not catastrophic and often can be treated as an acceptable payment for low sensibility to the deviation of scattering characteristics of a sounded surface from classical models.

Key words: satellite altimeter, echo-signal, TOA-discriminator, robustness, offset centre of gravity, threshold discriminator, standard deviation

For citation: 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)

Введение. Одним из важнейших компонентов космических миссий дистанционного зондирования Земли является радиовысотомер (альтиметр) [1]–[4]. В основе работы высотомера лежит традиционный принцип импульсной радиолокации, состоящий в извлечении информации о расстоянии до подстилающей поверхности из запаздывания отраженного сигнала относительно излучаемого.

В современных программах зондирования Земли из космоса финальное извлечение требуемой информации из альтиметрических данных возлагается на наземный комплекс, тогда как в задачи бортового оборудования высотомера входят надежный захват эхосигнала, устойчивое слежение за ним в течение неограниченного времени и транслирование накопленных данных со спутника на наземный центр обработки.

Обработку на Земле иногда условно подразделяют на 2 этапа: дообработку (retracking) и постобработку (post-processing) [1], [2]. На стадии дообработки предварительные оценки альтиметрических параметров, переданные с борта космического аппарата (КА), максимально уточняются с использованием тех или иных процедур фильтрации и сглаживания, тогда как в задачи постобработки входит учет разнообразных физических факторов, потенциально снижающих достоверность полученных результатов.

В [3] синтезирован дискриминатор запаздывания эхосигнала высотомера, оптимальный в рамках классической модели отражающих свойств зондируемой поверхности, и предложен ряд упрощенных структур, приемлемых с точки зрения потерь в точности относительно оптимальной. С другой стороны, более чем за 3 десятилетия существования спутниковой альтиметрии было заявлено и реализовано немало идей – в основном эмпирического характера – по построению так называемых робастных дискриминаторов, обладающих пониженной чувствительностью к отклонениям реальной формы эхосигнала от принятой базовой модели (Брауна, Хайне и др.) [3], [5], [6]. Главным стимулом интереса к подобным структурам явилось стремление улучшить работоспособность спутниковых альтиметров в при-

брежных районах, где попадание участков суши в освещаемое антенной высотомера пятно существенно искажает наблюдаемый эхосигнал по сравнению с откликом "чистой" водной поверхности [2], [7], [8]. В связи с этим представляется целесообразным проанализировать точности выдаваемых робастными дискриминаторами оценок запаздывания отраженного сигнала высотомера. Подчеркнем при этом, что абсолютная нечувствительность к модели, разумеется, недостижима в принципе, и все рассматриваемые далее дискриминаторы, по крайней мере, эксплуатируют факт наличия выраженного переднего фронта эхосигнала в обрабатываемом окне.

Дискриминатор центра тяжести. Дискриминатор этого типа фиксирует положение центра тяжести усредненного за N периодов излучения профиля эхосигнала на выходе фильтра, согласованного с зондирующим импульсом. При зондировании фазоманипулированными импульсами отсчеты мощности профильтрованного эхосигнала можно сформировать с помощью банка параллельных корреляторов, настроенных на разные времена прихода отраженного сигнала. В случае же импульса с линейной частотной модуляцией предпочтительна реализация на базе сжатия спектра и спектроанализатора, мощности гармоник на выходе которого взаимно-однозначно отображают мощности отсчетов профильтрованного эхосигнала в реальном времени.

Идея использования описываемого дискриминатора при дообработке данных спутникового высотомера была высказана в [7], где соответствующему алгоритму был присвоен акроним OCOG (Offset Centre of Gravity).

Пусть P_i , $i = -n_c/2 + 1, n_c/2$ – отсчеты усредненной мощности, где n_c – число отсчетов в пределах следящего окна (эквивалентно – количество используемых корреляторов или длина дискретного преобразования Фурье в спектроанализаторе), полагаемое четным. Тогда положение центра тяжести последовательности отсчетов определится равенством

$$n_{cg} = \frac{\sum_{i=-n_c/2+1}^{n_c/2} iP_i}{\sum_{i=-n_c/2+1}^{n_c/2} P_i}.$$

При слежении требуется "привязать" передний фронт профиля (например, точку половинной мощности) к середине следящего окна, соответствующей отсчету с нулевым номером. С другой стороны, положение переднего фронта профиля в окне можно найти как $n_{cg} - W_p/2$, где W_p – эффективная ширина усредненного эхосигнала, измеренная как основание прямоугольника, равновеликого профилю по площади и "энергии" (сумме квадратов отсчетов):

$$W_p = \frac{\left(\sum_{i=-n_c/2+1}^{n_c/2} P_i \right)^2}{\sum_{i=-n_c/2+1}^{n_c/2} P_i^2}.$$

В итоге зависимость сигнала рассогласования $e(\tau)$ между положением переднего фронта и серединой следящего окна от временного рассогласования τ имеет вид

$$e(\tau) = n_{cg} - W_p/2 = \frac{\sum_{i=-n_c/2+1}^{n_c/2} iP_i}{\sum_{i=-n_c/2+1}^{n_c/2} P_i} - \frac{\left(\sum_{i=-n_c/2+1}^{n_c/2} P_i \right)^2}{2 \sum_{i=-n_c/2+1}^{n_c/2} P_i^2}. \quad (1)$$

Описанные операции проиллюстрированы на рис. 1, где кривой 1 показан усредненный за N зондирований профиль мощности как функция непрерывного времени, а штриховой линией 2 – прямоугольник, равновеликий профилю по площади и энергии.

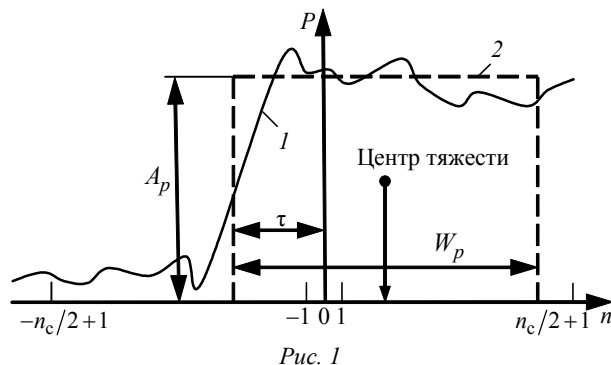


Рис. 1

Дискриминатор ОСОГ, как указано ранее, не опирается на какую-либо физическую модель эхосигнала. С одной стороны, это может способствовать устойчивости его поведения при значительных вариациях свойств отражающей поверхности, например выраженной неоднородности удельной площади рассеяния в освещаемом пятне вследствие охвата им одновременно как водной поверхности, так и участков суши, ледовых покровов и т. п. В подтверждение этому в литературе можно найти свидетельства улучшения качества дообработки за счет использования алгоритма ОСОГ в прибрежных зонах, районах значительного оледенения и пр. Так, в [1] приведены данные об увеличении числа достоверных замеров альтиметрических параметров до 20 % в районах, где алгоритмы дообработки на основе общепринятых физических моделей Брауна–Хайне [3], [5], [6] оказывались практически бесполезными. Причем дообработка такого рода приемлема и в стандартных океанических условиях [1].

Для верификации указанной возможности проведено компьютерное моделирование для модели отраженного сигнала из [3] и колокольного зондирующего импульса при высоте орбиты КА $h = 1000$ км, отношении "сигнал/шум" (ОСШ) по мощности для каждого наблюдаемого профиля $q = 10$ дБ, ширине луча антенны по уровню половинной мощности $\theta_0 = 0.6^\circ$, отклонении луча от вертикали $\xi = 0^\circ$ и значимых высотах волны $H_w = 0$ и 15 м. Усреднение проводилось по $N = 100$ зондированиям. Представление о рассеянии оценок запаздывания (TOA – time of arrival), формируемых алгоритмом ОСОГ, дают гистограммы (рис. 2), построенные при нулевой (относительно момента $2h/c$, где c – скорость света) истинной задержке эхосигнала для полос зондирующего импульса $W = 300$ и 500 МГц в отсутствие волнения ($H_w = 0$) и при $H_w = 15$ м. Рассчитанные по $N_t = 100$ тестам смещения оценок слабо зависят от высоты волны и лежат в пределах 1.2 нс при $W = 300$ МГц и 0.7 нс при $W = 500$ МГц. Значения среднеквадратических отклонений оценок запаздывания также слабо зависят от волнения и близки к 1.5 нс ($W = 300$ МГц) и 0.85 нс ($W = 500$ МГц).

Сопоставим шумовую среднеквадратическую ошибку оценки запаздывания эхосигнала для алгоритма ОСОГ $\sigma_{\tau_{\text{ОСОГ}}}$ с потенциально достижимой

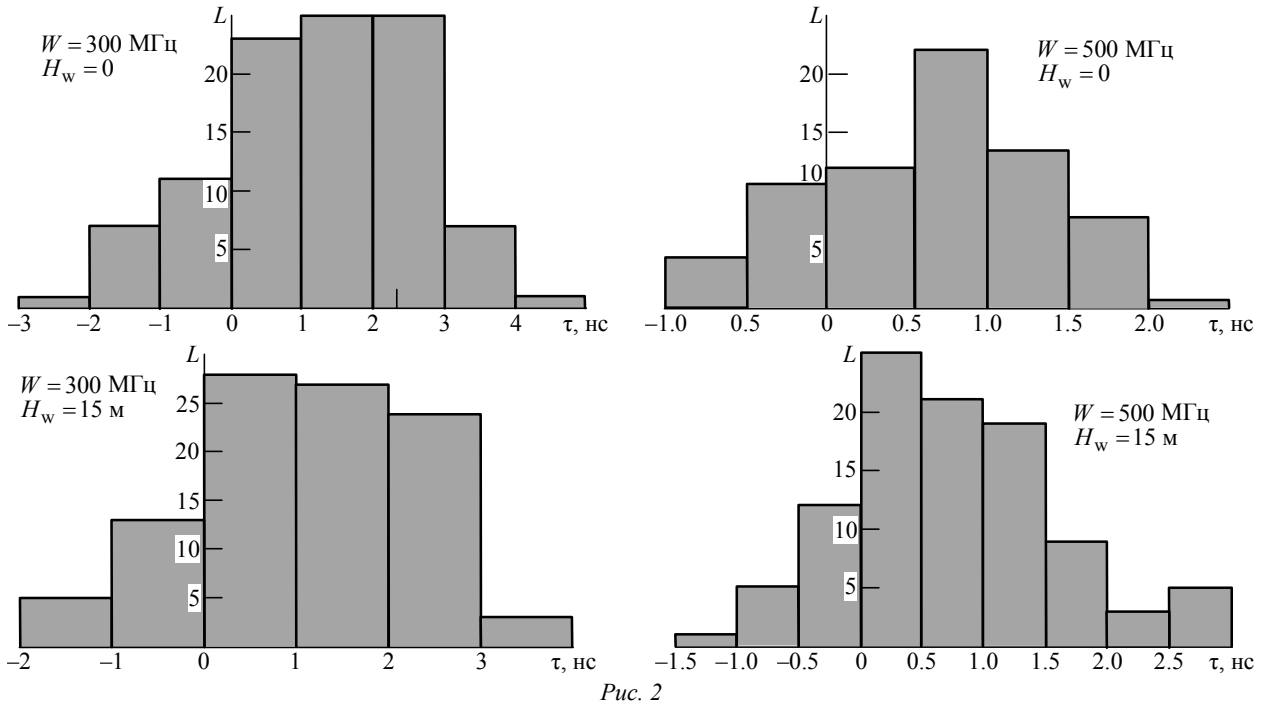


Рис. 2

ошибкой $\sigma_{\tau_{\text{opt}}}$. Для принятой физической модели эхосигнала последнюю можно рассчитать как

$$\sigma_{\tau_{\text{opt}}} \approx 1/\sqrt{\Phi_{\tau\tau}}, \quad (2)$$

где $\Phi_{\tau\tau}$ – информация Фишера, определенная в [3].

Полученные по (2) теоретические зависимости потенциальной шумовой погрешности от ОСШ для четырех значимых высот волны, полосы сигнала $W = 300$ МГц и принятых ранее значений прочих величин показаны черными линиями на рис. 3. Маркеры на рисунке представляют результаты моделирования алгоритма ОСОГ². Как и следовало ожидать, алгоритм ОСОГ, не учитывающий физический механизм формирования эхосигнала, по точности существенно уступает оптимальному, полностью согласованному с моделью. В частности, при ОСШ $q = 10$ дБ алгоритм ОСОГ проиг-

рывает оптимальному алгоритму по среднеквадратической ошибке в 2–7 раз в зависимости от высоты волны. Тем не менее, абсолютные значения шумовой погрешности алгоритма ОСОГ с большой вероятностью вполне приемлемы [1] как для последующего сглаживания оценок, так и для инициализации более тонких алгоритмов дискриминирования, опирающихся на физические модели. Дополнительно отметим, что из зависимостей на рис. 3 следует, что рассмотренный дискриминатор запаздывания практически не чувствителен к высоте волны. Происходит это потому, что волнение проявляется главным образом в снижении крутизны нарастания эхосигнала, тогда как алгоритм ОСОГ непосредственно не связан с характерными точками переднего фронта последнего.

В дополнение подчеркнем, что относительная вычислительная простота дискриминатора ОСОГ допускает его использование не только в наземном комплексе обработки, но и в бортовом оборудовании КА [1], [7].

Несмотря на неоднократное подтверждение прикладной ценности алгоритма ОСОГ [1], [7]–[10], в доступных источниках отсутствуют аналитические оценки его точностных характеристик. Приведенные далее выкладки восполняют этот пробел.

Пусть $y_k(i\delta)$ – i -й отсчет зашумленного профиля на k -м зондировании; δ – интервал дискретизации, а

$$Y_i = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N y_k(i\delta) \quad (3)$$

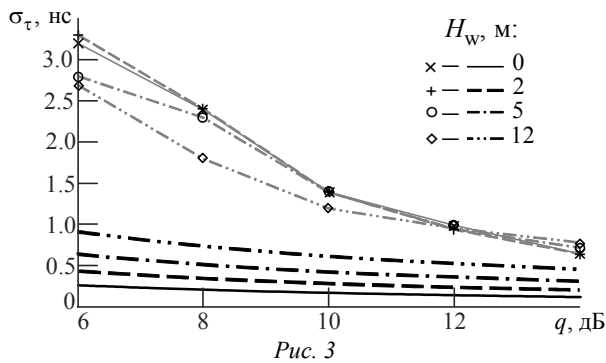


Рис. 3

² Здесь и далее маркеры для лучшего восприятия соединены вспомогательными серыми линиями.

– результат усреднения i -го отсчета по N зондированиям. При отыскании моментов случайных отсчетов $y_k(i\delta)$ индекс k можно опустить, используя обозначение $y_i = y_k(i\delta)$, так как статистические характеристики наблюдений приняты неизменными от зондирования к зондированию. Поскольку y_i подчиняется экспоненциальному распределению

$$W(y_i) = \begin{cases} (1/b_i) \exp(-y_i/b_i), & y_i \geq 0; \\ 0, & y_i < 0, \end{cases}$$

где $b_i > 0$, начальные моменты y_i даются равенством

$$\bar{y}_i^m = \frac{1}{b_i} \int_0^\infty y_i^m \exp\left(-\frac{y_i}{b_i}\right) dy_i = b_i^m \Gamma(m+1) = b_i^m m!, \\ m = 1, 2, \dots$$

Тем самым из (3) для среднего $\bar{Y}_i$ и дисперсии $\text{var}\{Y_i\}$ следует:

$$\bar{Y}_i = b_i; \quad \text{var}\{Y_i\} = \frac{1}{N} (2b_i^2 - b_i^2) = \frac{b_i^2}{N}. \quad (4)$$

Запишем алгоритм ОКОГ (1) в виде

$$\hat{i}_\tau = \frac{A}{B} - \frac{B^2}{2C}, \quad (5)$$

где $\hat{i}_\tau$ – оценка запаздывания $\hat{t}$ эхосигнала, измеряемая количеством отсчетов внутри следящего окна;

$$A = \sum_i i Y_i; \quad B = \sum_i Y_i; \quad C = \sum_i Y_i^2.$$

Для математических ожиданий этих переменных с учетом (4) имеем

$$\bar{A} = \sum_i i b_i; \quad \bar{B} = \sum_i b_i; \quad \bar{C} = \frac{N+1}{N} \sum_i b_i^2 \approx \sum_i b_i^2. \quad (6)$$

Далее понадобится корреляционная матрица K случайных переменных A, B, C . В силу независимости величин Y_i первые 2 ее диагональных элемента определяются как

$$\text{var}\{A\} = \frac{1}{N} \sum_i i^2 b_i^2; \quad \text{var}\{B\} = \frac{1}{N} \sum_i b_i^2. \quad (7)$$

Для нахождения дисперсии величины C воспользуемся тем, что при $N \gg 1$ величина Y_i может считаться гауссовской, так что дисперсия ее квадрата в силу (4) составит [11], [12]:

$$\text{var}\{Y_i^2\} = 4\bar{Y}_i^2 \text{var}\{Y_i\} + 2\text{var}^2\{Y_i\} = \\ = (4/N) b_i^4 + (2/N^2) b_i^4 \approx (4/N) b_i^4,$$

откуда

$$\text{var}\{C\} \approx \frac{4}{N} \sum_i b_i^4. \quad (8)$$

Корреляционный момент K_{AB} величин A и B на основании независимости Y_i и соотношений (4) получим в виде

$$K_{AB} = \overline{AB} - \bar{A}\bar{B} = \sum_i \sum_k i (\bar{Y}_i \bar{Y}_k - \bar{Y}_i \bar{Y}_k) = \\ = \sum_i i \text{var}\{Y_i\} = \frac{1}{N} \sum_i i b_i^2. \quad (9)$$

Остальные корреляционные моменты получим аналогично:

$$K_{AC} = \sum_i \sum_k i (\bar{Y}_i \bar{Y}_k^2 - \bar{Y}_i \bar{Y}_k^2) = \\ = \sum_i i (\bar{Y}_i^3 - \bar{Y}_i \bar{Y}_i^2) = 2 \sum_i i \bar{Y}_i \text{var}\{Y_i\} = \frac{2}{N} \sum_i i b_i^3; \quad (10)$$

$$K_{BC} = \sum_i \sum_k (\bar{Y}_i \bar{Y}_k^2 - \bar{Y}_i \bar{Y}_k^2) = \\ = \sum_i (\bar{Y}_i^3 - \bar{Y}_i \bar{Y}_i^2) = 2 \sum_i \bar{Y}_i \text{var}\{Y_i\} = \frac{2}{N} \sum_i b_i^3. \quad (11)$$

Таким образом, все элементы корреляционной матрицы с размерами 3×3 определены.

Перепишем (5) в следующей форме:

$$\hat{i}_\tau = \frac{\bar{A} + x_A}{\bar{B} + x_B} - \frac{(\bar{B} + x_B)^2}{2(\bar{C} + x_C)},$$

где x_A, x_B, x_C – флуктуационные составляющие величин A, B и C соответственно. При $N \gg 1$ флуктуационные вклады в A, B и C с большой вероятностью малы по сравнению с детерминированными: $|x_A| \ll \bar{A}$; $|x_B| \ll \bar{B}$; $|x_C| \ll \bar{C}$, так что допустимо приближение

$$\hat{i}_\tau \approx \frac{1}{\bar{B}} (\bar{A} + x_A) \left(1 - \frac{x_B}{\bar{B}}\right) - \frac{\bar{B}^2}{2\bar{C}} \left(1 + \frac{2x_B}{\bar{B}}\right) \left(1 - \frac{x_C}{\bar{C}}\right) \approx \\ \approx \frac{\bar{A}}{\bar{B}} - \frac{\bar{B}^2}{2\bar{C}} + \frac{1}{\bar{B}} x_A - \left(\frac{\bar{A}}{\bar{B}^2} + \frac{\bar{B}}{\bar{C}}\right) x_B + \frac{\bar{B}^2}{2\bar{C}^2} x_C.$$

Первые 2 слагаемых в последнем равенстве образуют детерминированный вклад в оценку запаздывания эхосигнала, тогда как флуктуационная составляющая $\hat{i}_\tau$ заключена в оставшихся трех слагаемых.

Введем в рассмотрение векторы

$$\mathbf{x} = (x_A, x_B, x_C);$$

$$\mathbf{a} = \left[\frac{1}{\bar{B}}, -\left(\frac{\bar{A}}{\bar{B}^2} + \frac{\bar{B}}{\bar{C}} \right), \frac{\bar{B}^2}{2\bar{C}^2} \right]. \quad (12)$$

Тогда дисперсия оценки $\hat{i}_\tau$ определяется как

$$\text{var}\{\hat{i}_\tau\} = \text{var}\{\mathbf{a}\mathbf{x}^T\} = \overline{\mathbf{a}\mathbf{x}^T\mathbf{x}\mathbf{a}^T},$$

где "Т" – символ транспонирования. Очевидно, что $\overline{\mathbf{x}^T\mathbf{x}}$ есть определенная ранее корреляционная матрица K величин A, B, C . Поэтому среднеквадратическое отклонение оценки запаздывания σ_τ определяется как

$$\sigma_\tau = \delta \sqrt{\text{var}\{\hat{i}_\tau\}} = \delta \sqrt{\mathbf{a}K\mathbf{a}^T},$$

где вектор $\mathbf{a}$ задан соотношениями (12) и (6), а элементы матрицы K – равенствами (7)–(11).

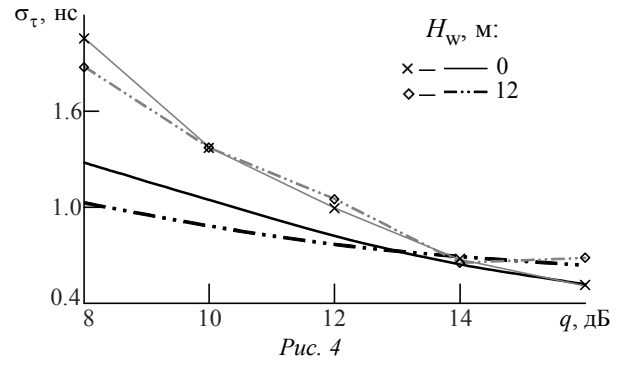
Наконец, примем во внимание, что элементы вектора $\mathbf{a}$ и матрицы K выражены через параметр b_i , подчиняющийся экспоненциальному распределению и связанный, в свою очередь, с физической моделью эхосигнала равенством

$$b_i = 2\sigma_n^2 [1 + q\phi(i\delta)], \quad (13)$$

где σ_n^2 – мощность шума после согласованного фильтра; $\phi(\cdot)$ – нормированный усредненный профиль принятой мощности.

На рис. 4 черные кривые соответствуют среднеквадратической ошибке алгоритма ОСОГ, рассчитанной согласно изложенной теории для классической модели Брауна [3], [5] и высот волн 0 и 12 м. Маркерами нанесены экспериментальные точки, полученные моделированием. Значения высоты орбиты КА, полосы сигнала и параметров антенны при этом полагались теми же, что и для рис. 3. Приведенные графики наглядно подтверждают ранее сделанное заключение о практической независимости шумовой ошибки алгоритма от высоты волны, а также правомерность принятых при анализе допущений, по крайней мере для ОСШ не менее 10 дБ. Имеющиеся в левой части графика расхождения результатов компьютерного эксперимента и теоретических кривых обусловлены снижением точности использованных в расчетах приближений в области умеренно небольших отношений "сигнал/шум".

Пороговый дискриминатор. Дискриминатор, фиксирующий передний фронт усредненного эхосигнала по пересечению порога, исследован в [3].



Далее рассмотрен его вариант [13], [14], по оценкам [2], [13], [14] наделенный признаками робастности, основанный на замене реально наблюдаемого усредненного профиля прямоугольником ОСОГ (см. рис. 1, 2).

Пусть A_p – высота равновеликого прямоугольника – эквивалентная "амплитуда" профиля, определенная соотношением [7]

$$A_p = \frac{\sum_{i=-n_c/2+1}^{n_c/2} P_i^2}{\sum_{i=-n_c/2+1}^{n_c/2} P_i}.$$

Первые слева отсчеты в следящем окне принадлежат шуму. Если таких отсчетов n_n , дискриминатор формирует оценку мощности шума как

$$\hat{P}_n = \frac{1}{n_n} \sum_{i=-n_c/2+1}^{-n_c/2+n_n} P_i.$$

Определим порог P_{th} соотношением

$$P_{th} = \hat{P}_n + q_{th}(A_p - \hat{P}_n), \quad (14)$$

где $0 < q_{th} < 1$ – предустановленный коэффициент. В [14] рекомендован выбор $q_{th} = 0.5$ в случае эхосигнала, в котором доминируют поверхностные отражения, и $q_{th} = 0.1 \dots 0.2$ при зондировании объемно-отражающих областей. Пусть i_t – номер первого слева отсчета, превышающего порог P_{th} . Тогда временное положение точки пересечения порога передним фронтом усредненного эхосигнала i_c (выраженное как номер отсчета в пределах окна с допущением дробного значения) можно определить линейной интерполяцией:

$$i_c = i_t - 1 + \frac{P_{th} - P_{i_t-1}}{P_{i_t} - P_{i_t-1}}. \quad (15)$$

С целью повышения робастности при зондировании сложных поверхностей был разработан ряд улучшенных версий порогового дискриминатора, учитывающих присутствие в эхосигнале нескольких составляющих с выраженными нарастающими фронтами. В частности, в алгоритмах, описанных в [8], [9], [15], [16] и отличающихся друг от друга лишь значениями параметров, высота оценивается по каждому из компонентных сигналов и далее окончательная оценка выбирается из полученных на базе сравнения с внешними данными. В качестве последних могут быть использованы предшествующие оценки высоты при наиболее позднем пролете над "чистой" водной поверхностью. Подобную стратегию можно применить, к примеру, при старте над океаном и постепенном подлете к береговой черте. Так, правило из [8] использовалось при дообработке данных мониторинга береговой линии острова Тайвань в ходе миссии Geosat/Geodetic, алгоритм из [15] был взят за основу при изучении прибрежных акваторий восточного средиземноморья с помощью данных Envisat RA-2, а предложения [9], [15], [16] – при интерпретации информации, полученной от высотометров ERS-1 и TOPEX/Poseidon над сухопутными зонами.

Рассчитаем среднеквадратическую ошибку оценки запаздывания пороговым дискриминатором, отличия которого от описанного в [3] сводятся к более скрупулезному учету последствий линейной интерполяции нелинейных кривых и особенностей адаптации порога.

Если бы наблюдения не подвергались временной дискретизации, алгоритм действий порогового дискриминатора сводился бы к решению уравнения

$$Y(t_c) = P_{th}$$

относительно момента t_c пересечения усредненным за N зондирований профилем

$$Y(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N y_k(t) \quad (16)$$

порога P_{th} , задаваемого равенством (14). Влияние дискретизации на оценку запаздывания $\hat{t}$ далее можно не учитывать, поскольку оно нивелируется интерполяцией в (15). Тогда можно положить $\hat{t} = t_c$.

Начнем с определения дисперсии величины P_{th} . Оценка мощности шума, как уже отмеча-

лось, может осуществляться усреднением последовательности отсчетов в следящем окне, предшествующих появлению эхосигнала. При этом выборка $\hat{P}_n$ может охватывать достаточно длинную последовательность усредненных профилей (16), гарантируя высокую точность полученного результата. Поэтому доминирующий вклад в дисперсию P_{th} внесет слагаемое $q_{th} A_p$, так что

$$\text{var}\{P_{th}\} \approx q_{th}^2 \text{var}\{A_p\}. \quad (17)$$

В соответствии с ранее введенными обозначениями

$$A_p = C/B, \quad (18)$$

где

$$B = \sum_i Y_i; \quad C = \sum_i Y_i^2.$$

Выделим в B и C детерминированные и флуктуационные компоненты:

$$B = \bar{B} + x_B; \quad C = \bar{C} + x_C$$

и, воспользовавшись малостью последних, запишем (18) в форме

$$A_p \approx \frac{\bar{C}}{\bar{B}} + \frac{1}{\bar{B}} x_C - \frac{\bar{C}}{\bar{B}^2} x_B = \frac{\bar{C}}{\bar{B}} + \mathbf{a} \mathbf{x}^T, \quad (19)$$

где

$$\mathbf{a} = \left(-\frac{\bar{C}}{\bar{B}^2}, \frac{1}{\bar{B}} \right); \quad \mathbf{x} = (x_B, x_C). \quad (20)$$

Таким образом,

$$\text{var}\{A_p\} = \mathbf{a} \mathbf{K} \mathbf{a}^T, \quad (21)$$

где корреляционная матрица имеет вид:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} K_{BB} & K_{BC} \\ K_{BC} & K_{CC} \end{bmatrix},$$

а ее элементы задаются соотношениями

$$\begin{aligned} K_{BB} &= \text{var}\{B\} = \frac{1}{N} \sum_i b_i^2; \\ K_{CC} &= \text{var}\{C\} = \frac{4}{N} \sum_i b_i^4; \\ K_{BC} &= \frac{2}{N} \sum_i b_i^3, \end{aligned} \quad (22)$$

вектор $\mathbf{a}$ определен первым равенством в (20), а параметр b_i экспоненциального распределения – соотношением (13).

Как следует из (19), среднее значение $\bar{P}_{th}$ порога (14) можно найти как

$$\bar{P}_{th} = 2(1 - q_{th})\sigma_n^2 + q_{th} \bar{C}/\bar{B}, \quad (23)$$

где

$$\begin{aligned} \bar{B} &= \sum_i b_i = 2\sigma_n^2 \sum_i [1 + q\varphi(i\delta)]; \\ \bar{C} &\approx \sum_i b_i^2 = 4\sigma_n^4 \left\{ \sum_i [1 + q\varphi(i\delta)] \right\}^2. \end{aligned} \quad (24)$$

Пусть t_0 – момент пересечения средним значением $\bar{Y}(t)$ накопленного наблюдения (16) усредненного порога (23), т. е. решение уравнения

$$\bar{Y}(t_0) = \bar{P}_{th} = 2(1 - q_{th})\sigma_n^2 + q_{th} \bar{C}/\bar{B}. \quad (25)$$

В малой окрестности точки t_0 функции $Y(t)$ и $\bar{Y}(t)$ линейны. Поэтому при отклонениях x порога P_{th} от среднего значения $\bar{P}_{th}$ и y отсчета наблюдения $Y(t_0)$ от своего среднего $\bar{Y}(t_0)$ флуктуация точки пересечения t_c наблюдения $Y(t)$ с порогом P_{th} относительно момента t_0 составит (рис. 5)

$$t_c - t_0 \approx \frac{x - y}{S(t_0)}, \quad (26)$$

где $S(t_0)$ – крутизна среднего $\bar{Y}(t)$ в момент t_0 пересечения им порога P_{th} . Поскольку по определению $\bar{x} = \bar{y} = 0$, среднее значение числителя (26) равно нулю, что свидетельствует о несмещенности оценки t_c относительно момента t_0 . Слагаемые в числителе (26) вряд ли имеют существенную зависимость, так как первое рассчитывается по всему эпюру $Y(t)$, тогда как второе – только в узкой окрестности одной точки. С учетом этого для дисперсии момента пересечения порога колебанием $Y(t)$ получается

$$\text{var}\{t_c\} \approx \frac{\text{var}\{P_{th}\} + \text{var}\{Y(t_0)\}}{S^2(t_0)}. \quad (27)$$

Из (17) и (21)

$$\text{var}\{P_{th}\} = q_{th}^2 \mathbf{a} \mathbf{K} \mathbf{a}^T. \quad (28)$$

Одновременно согласно (4) и (13)

$$\begin{aligned} \text{var}\{Y(t_0)\} &= \frac{b^2(t_0)}{N} = \frac{4\sigma_n^4 [1 + q\varphi(t_0)]^2}{N}; \\ S(t_0) &= b'(t_0) = 2\sigma_n^2 q\varphi'(t_0), \end{aligned} \quad (29)$$

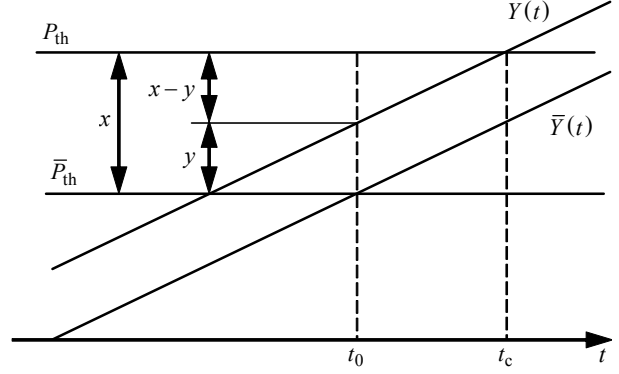


Рис. 5

где $b(t)$ – параметр экспоненциального распределения как функция непрерывного времени. Подставив (28), (29) в (27), окончательно получим

$$\begin{aligned} \text{var}\{t_c\} &\approx \frac{q_{th}^2 \mathbf{a} \mathbf{K} \mathbf{a}^T + 4\sigma_n^4 [1 + q\varphi(t_0)]^2 / N}{4\sigma_n^4 q^2 [\varphi'(t_0)]^2} = \\ &= \frac{q_{th}^2 \mathbf{a} \mathbf{K} \mathbf{a}^T + \bar{P}_{th}^2 / N}{4\sigma_n^4 q^2 [\varphi'(t_0)]^2}. \end{aligned} \quad (30)$$

Входящая в это равенство крутизна $\varphi'(t_0)$ заметно меняется в пределах отрезка $[t_{\max}, t_{\min}]$, охватывающего t_0 , где

$$t_{\min} = \lfloor t_0 / \delta \rfloor \delta; \quad t_{\max} = \lceil t_0 / \delta \rceil \delta,$$

причем $\lfloor \cdot \rfloor$; $\lceil \cdot \rceil$ – операторы округления до целого значения, не превосходящего и не меньшего аргумента соответственно. Указанное изменение приводит к значительным вариациям рассчитанной дисперсии оценки и даже возможному нарушению ею фундаментального предела Крамера–Рао, обусловленному неточностью линейного приближения $\bar{Y}(t)$. Во избежание этого предлагается заменить "истинную" крутизну в (30) усредненной по отрезку $[t_{\max}, t_{\min}]$:

$$\varphi'(t_0) \approx \frac{\varphi(t_{\max}) - \varphi(t_{\min})}{\delta}. \quad (31)$$

Кривые среднеквадратического отклонения оценки запаздывания $\sigma_{t_c} = \sqrt{\text{var}\{t_c\}}$ пороговым дискриминатором, рассчитанные подстановкой (20), (22), (24), (25), (31) в (30) при прежних прочих исходных данных ($h = 1000$ км, $W = 300$ МГц, $\theta_0 = 0.6^\circ$, $\xi = 0^\circ$), в зависимости от ОСШ показаны линиями 1 на рис. 6 для высот волны $H_w = 0$ и 12 м. Здесь же линиями 2 приведены

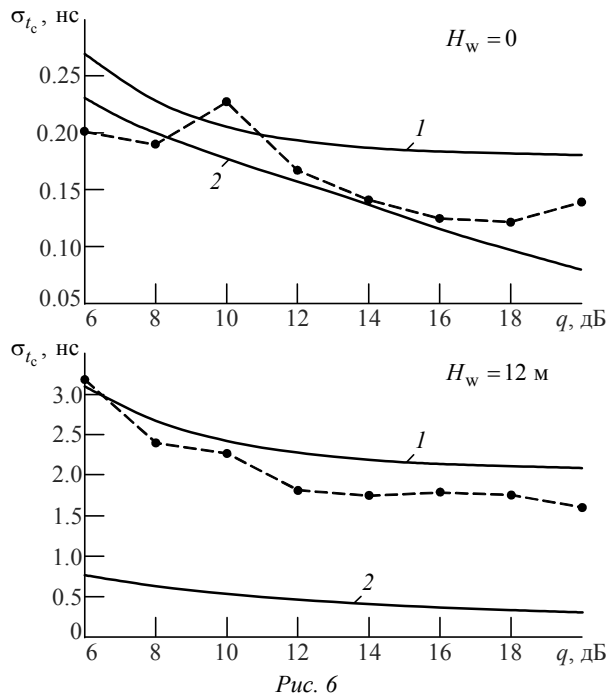


Рис. 6

границы Крамера–Рао, построенные с помощью формулы [3]

$$\text{var}\{\tau|\tau_0\} = 1 / N \sum_i \left[\frac{q\varphi'(i\delta)}{1 + q\varphi(i\delta)} \right]^2,$$

свободной от погрешности интегрального приближения. Маркеры отображают результаты моделирования.

Обращает на себя внимание неоднократно отмечавшаяся слабая зависимость погрешности от ОСШ q . Природа этого явления заключается в том, что возрастание средней мощности флуктуирующего эхосигнала увеличивает в той же пропорции и дисперсию его замираний, так что выигрыш наблюдается только в отношении интенсивностей сигнала и аддитивного шума, тогда как усредненная и случайная компоненты самого сигнала остаются в неизменном соотношении. В дополнение к рис. 6 рис. 7 содержит гистограммы среднеквадратической ошибки, построенные для высот волн 0 и 12 м по 1000 тестам при $h = 1000$ км, $W = 300$ МГц, $\theta_0 = 0.6^\circ$, $\xi = 0^\circ$ для $q = 10$ дБ.

В целом, как показывает сравнение рис. 4 и 6, при принятии за основу классической модели эхосигнала и слабом волнении пороговый дискриминатор заметно эффективнее дискриминатора ОСОГ, однако с ростом высоты волны ситуа-

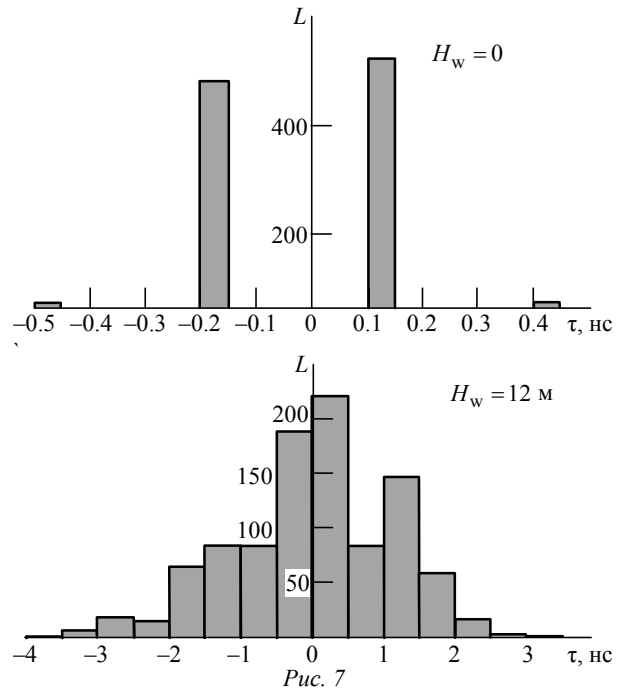


Рис. 7

ция может измениться на противоположную. Объяснение этому было дано: по мере нарастания взволнованности акватории уменьшается крутизна переднего фронта усредненного профиля мощности, к чему дискриминатор центра тяжести практически нечувствителен, тогда как качество порогового дискриминирования при этом снижается. В то же время даже при слабом волнении в многообразии сценариев, типичных для прибрежных, шельфовых, сухопутных и прочих областей, дискриминатор ОСОГ вполне может оказаться конкурентоспособным по показателям робастности [1], [7]–[10].

Заключение. В статье проанализированы робастные дискриминаторы, потенциально применимые при дообработке альтиметрических данных. Для дискриминаторов центра тяжести и порогового получены аналитические оценки точности в сопоставлении с показателями оптимального (в рамках модели Брауна) дискриминатора и результатами компьютерного моделирования. Выявлен диапазон проигрыша робастных дискриминаторов оптимальному, оказавшегося некатастрофической и в ряде случаев оправданной платой за повышение устойчивости к отклонению отражающих свойств зондируемой поверхности от описываемых общепринятыми моделями.

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, L.-L. Fu, P. S. Callahan; ed. by L.-L. Fu, A. Cazenave // Satellite

Altimetry And Earth Sciences: a Handbook of Techniques and Applications. 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. Barrick D. E., Lipa B. J. Analysis and Interpretation of Altimeter Sea Echo // *Advances in Geophysics*. 1985. Vol. 27. P. 61–100.

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.

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.

7. Wingham D. J., Rapley C. G., Griffiths H. New Techniques in Satellite Altimeter Tracking Systems // *Proc. of IGARSS'86 Symp.*, Zurich, 8–11 Sept. 1986. P. 1339–1344.

8. Coastal Gravity Anomalies from Retracked Geosat/GM Altimetry: Improvement, Limitation and the Role of Airborne Gravity Data / C. Hwang, J. Guo, X. Deng, H.-Y. Hsu, Y. Liu // *J. Geod.* 2006. Vol. 80. P. 204–216.

9. Bao L., Lu Y., Wang Y. Improved Retracking Algorithm for Oceanic Altimeter Waveforms // *Progress in Natural Science*. 2009. Vol. 19, iss. 2. P. 195–203.

10. Deng X., Featherstone W. E. A Coastal Retracking System for Satellite Radar Altimeter Waveforms: Application

tion to ERS-2 around Australia // *J. of Geophysical Research*. 2006. Vol. 111, C06012 (1–16).

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

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

13. Davis C. H. Growth of the Greenland Ice Sheet: a Performance Assessment Of Altimeter Retracking Algorithms // *IEEE Trans. Geoscience Remote Sensing*. 1995. Vol. 33, № 5. P. 1108–1116.

14. Davis C. H. A Robust Threshold Retracking Algorithm for Measuring Ice-Sheet Surface Elevation Change From Satellite Radar Altimeters // *IEEE Trans. Geoscience Remote Sensing*. 1997. Vol. 35, № 4. P. 974–979.

15. Coastal Sea Surface Heights From Improved Altimeter Data in the Mediterranean Sea / L. Fenoglio-Marc, M. Fehla, L. Ferri, M. Becker, Y. Gao, S. Vignudelli // *Proc. GGEO2008*. Springer Verlag, IAG Symposia. P. 253–261.

16. Laurentia Crustal Motion Observed Using TOPEX/Poseidon Radar Altimetry Over Land / H. Lee, C. K. Shum, Yu. Yi, A. Braun, Chung-Yen Kuo // *J. of Geodynamics*. 2008. Vol. 46. P. 182–193.

Статья поступила в редакцию 24 августа 2018 г.

Боровицкий Дмитрий Сергеевич – кандидат технических наук (2016), ведущий научный сотрудник АО "Российский институт радионавигации и времени" (Санкт-Петербург). Автор 22 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 31 научной публикации. 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 11 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, 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 sput-*

nikovogo vysotomera [The Issue of Constructing Air Interface of Satellite Altimeter]. Ed. by V. P. Ipatov. SPb., BKhV-Peterburg, 2017, 192 p. (In Russian)

4. Barrick D. E., Lipa B. J. Analysis and Interpretation of Altimeter Sea Echo. *Advances in Geophysics*. 1985, vol. 27, pp. 61–100.

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, no. 1, pp. 67–74.

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, no. 5, pp. 687–692.
7. Wingham D. J., Rapley C. G., Griffiths H. New Techniques in Satellite Altimeter Tracking Systems. Proc. of IGARSS'86 Symp., Zurich, 8–11 Sept., 1986, pp. 1339–1344.
8. Hwang C., Guo J., Deng X., Hsu H.-Y., Liu Y. Coastal Gravity Anomalies from Retracked Geosat/GM Altimetry: Improvement, Limitation and the Role of Airborne Gravity Data. J. Geod. 2006, vol. 80, pp. 204–216.
9. Bao L., Lu Y., Wang Y. Improved Retracking Algorithm for Oceanic Altimeter Waveforms. Progress in Natural Science. 2009, vol. 19, no. 2, pp. 195–203.
10. Deng X., Featherstone W. E. A Coastal Retracking System for Satellite Radar Altimeter Waveforms: Application to ERS-2 around Australia. J. of Geophysical Research. 2006, vol. 111, C06012 (1–16).
11. Levin B. R. *Teoreticheskie osnovy statisticheskoi radiotekhniki* [Theory of Statistical Radioengineering]. Moscow, *Radio i Svyaz'*, 1989, 656 p. (In Russian)
12. Tikhonov V. I. *Statisticheskaya radiotekhnika* [Statistical Radio Engineering]. Moscow, *Radio i Svyaz'*, 1982, 624 p. (In Russian)
13. Davis C. H. Growth of the Greenland Ice Sheet: a Performance Assessment Of Altimeter Retracking Algorithms // IEEE Trans. Geoscience Remote Sensing. 1995, vol. 33, no. 5, pp. 1108–1116.
14. Davis C. H. A Robust Threshold Retracking Algorithm for Measuring Ice-Sheet Surface Elevation Change From Satellite Radar Altimeters. IEEE Trans. Geoscience Remote Sensing. 1997, vol. 35, no 4, pp. 974–979.
15. Fenoglio-Marc L., Fehrlau M., Ferri L., Becker M., Gao Y., Vignudelli S. Coastal Sea Surface Heights From Improved Altimeter Data in the Mediterranean Sea. Proceedings GGeo2008. Springer Verlag, IAG Symposia, pp. 253–261.
16. Lee H., Shum C. K., Yi Yu., Braun A., Chung-Yen Kuo. Laurentia Crustal Motion Observed Using TOPEX/Poseidon Radar Altimetry Over Land. J. of Geodynamics. 2008, vol. 46, pp. 182–193.

Received August, 24, 2018

Dmitry S. Borovitsky – Ph.D. in Engineering (2016), leading research fellow of JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time" (Saint Petersburg). The author of 22 scientific publications. Area of expertise: broadband radiolocation and radionavigation systems; signal theory.
E-mail: dmitry_nepogodin@mail.ru

Alexander E. Zhesterev – Ph.D. in Engineering (1982), Chief of the Department of JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time" (Saint Petersburg). The author of 31 scientific publications. Area of expertise: radiolocation and radionavigation systems; communication theory.
E-mail: zhesterev@mail.ru

Valery P. Ipatov – D.Sc. in 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 11 scientific publications. Area of expertise: statistical communication theory; broadband radar, navigation and data systems; signal theory; technical electrodynamics.
E-mail: ruslan.mamchur@mail.ru



DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-24-31

УДК 621.385.642.3

Kirill V. Rogozhin, Vyacheslav A. Ivanov

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

Dmitry S. Sidorenko

LLC "Technological Systems and Complexes"

86, Pr. Obukhovskoy Oborony, bld. K, 192029, St. Petersburg, Russia

Pulse Form of Magnetron Anode Current Based Determination of Microwave Power Transferred to Reactor

Abstract. An important task in designing microwave industrial plants is to determine actual power going into a process reactor. A part of magnetron power reflects from the microwave reactor into generator due to the processed material property changes. It results from dielectric property changes, due to changes of temperature, humidity, variation of boundary conditions in the reactor when moving the product. Moreover, the reflected wave significantly changes the magnetron regime of operation. The article shows that the power transferred to the processed product can be determined based on changes in the current pulse form when using a classic power supply (high-voltage transformer and a voltage doubling circuit) and power supply with inverter. Also it is possible to estimate the mutual influence magnetrons on each other in microwave installations with multi generator scheme. The difference in the operation of the classic power supply and inverted power supply leads to necessity for different power determining algorithms. Microwave power in the load determined experimentally coincides with the microwave power calculated by the developed method, which confirms the reasoning of the algorithm used

Key words: magnetron, anode current, microwave power, matching with load, transformer power supply, inverter power supply

For citation: Rogozhin K. V., Ivanov V. A., Sidorenko D. S. Pulse Form of Magnetron Anode Current Based Determination of Microwave Power Transferred to Reactor. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 4, pp. 24–31. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-24-31 (In Russian)

К. В. Рогожин, В. А. Иванов

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

ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

Д. С. Сидоренко

ООО "Технологические системы и комплексы"

пр. Обуховской Обороны, д. 86, лит. К, Санкт-Петербург, 192029, Россия

Определение уровня микроволновой мощности, переданной в реактор, по форме анодного тока магнетрона

Аннотация. Важной задачей при создании микроволновых (СВЧ) промышленных установок является определение фактической мощности, идущей в технологический реактор. При воздействии микроволновой энергии на материал в реакторе часть мощности отражается в генератор из-за изменений свойств обрабатываемого материала, а именно: из-за изменения диэлектрических свойств при изменении температуры, из-за уменьшения массы и влажности в процессе сушки, из-за изменения граничных условий в реакторе при перемещении обрабатываемого материала. Кроме того, отраженная волна существенно влияет на режим работы магнетрона. Целью данной статьи является определение микроволновой мощности, идущей в нагрузку, по форме анодного тока в низкочастотной цепи питания магнетрона. В статье показано, что по изменениям формы

тока для трансформаторного (построенного с использованием высоковольтного трансформатора и схемы удвоения напряжения) и инверторного блоков питания можно определять мощность, переданную обрабатываемому продукту. По изменению тока магнетрона можно оценивать и взаимное влияние магнетронов друг на друга в установках, использующих многогенераторную схему построения системы возбуждения реактора. Отличия в работе трансформаторного и инверторного блоков питания приводят к необходимости создания разных алгоритмов определения мощности. Представленные данные экспериментальных исследований по верификации предлагаемого алгоритма показали приемлемое соответствие мощности, рассчитанной и экспериментально измеренной при разных значениях КСВ нагрузке.

Ключевые слова: магнетрон, анодный ток, микроволновая мощность, согласование с нагрузкой, трансформаторный блок питания, инверторный блок питания

Для цитирования: Рогожин К. В., Иванов В. А., Сидоренко Д. С. Определение уровня микроволновой мощности, переданной в реактор, по форме анодного тока магнетрона // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 4. С. 24–31. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-24-31

Introduction. Nowadays commercial microwave plants are increasingly used in various fields: for thermal processing of food products [1], disinfection of medical wastes and instruments [2], obtaining new materials [3], etc. Alongside with technical term "microwave power" Russian authors often use "super-high frequency power" (SHF) as its synonym.

Microwave power application benefits include short-time heating response, absence of coolant and no need for temperature gradient. Special feature of microwave heating is also selectivity of affecting process material due to the difference in its dielectric properties. It induces the difference in depth of field penetration into different materials as well [4].

To achieve required power density in the process material design engineers often combine of mid-size power magnetrons (of about 1 kW) together with power supply units included in configuration of domestic microwave ovens. Lifetime of magnetrons produced in millions makes about 5000 hours charging €200...300 for 1 kW of electric power. Such approach allows to reduce the cost of microwave equipment and makes reliability excellence of the entire system.

Technological requirements to the modes of material processing are ensured by the right choice of operation frequency of generators, their number, and optimal design of microwave reactor. It is known that energy efficient operation regime is realized when it matches up with the transmission line and reactor in the chosen frequency range. At that, the voltage standing-wave ratio (VSWR) in the transmission line is equal to unity. However, during processing the product (or material) changes its dielectric properties, mass, moisture content, density and position which results in change of matching adjustment. Some amount of energy bounces off and enters the microwave generator that causes change of generator frequency and its output capacity. Considerable reflection might lead to generator failure or magnetron breakdown. This phenomenon is commonly referred to as

generator pulling. In this case, processing mode control goes down, as the load power of the generator and frequency of its operation are unknown. As a result, it is impossible to forecast heating temperature and to estimate properly energy dose received by the product.

Use of coupler together with measuring equipment for determination of VSWR [5] increases the bottom-line price of microwave equipment as well as manufacturing complexity. During the development of equipment for producing high-level power the difficulty in operational evaluation of magnetron and load matching adjustment is caused by the magnetron mounting directly onto the reactor without any regular transmission [6]. In this case incoherent source power combining occurs directly in the microwave reactor and at the same time there might take place cross effect of magnetrons with similar operating frequency. It might give rise to the pulling effect even with good load matching adjustment. Operational tracking of magnetron cross effect is quite a complicated engineering task. The method developed provides one of options for its solution.

The purpose of this paper is to define evaluation criteria for the power transferred by the magnetron to the load based not on the VSWR but on the current pulse form in the magnetron supply line.

Magnetron anode current pulse form analysis.

To determine the energy given up by the magnetron we make analysis of the magnetron power supply unit parameters and in particular the anode current waveform in relation to matching adjustment conditions. To obtain operating voltage of the magnetron included in household microwave ovens two types of power supply units are mostly used: inverter and transformer (with saturated high voltage transformer and voltage doubling circuit).

Experimentally measured anode voltage and anode current oscillograms are obtained by means of digital oscilloscope Agilent Technologies DSO3102A. The magnetron anode voltage is measured with the

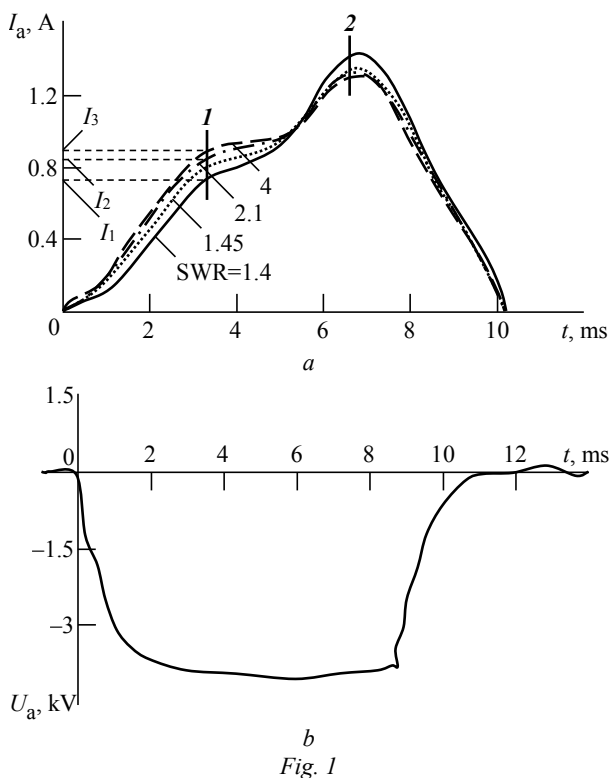


Fig. 1

use of oscilloscope and high voltage bleeder DNV-40, the anode current is measured with the use of Ohm resistor and power dissipation of 5 W. The measurements are made at the special laboratory bench [7].

The current oscillograms (at different VSWR level) and anode voltage for transformer power supply unit are provided in fig. 1, *a*, *b*. As it is shown in [7], the availability of current in local points (points 1 and 2 in anode current pulse form) is determined by nonlinear characteristics of saturated high voltage transformer [8] and magnetron itself.

As computer simulation (LTSpice) of nonlinear voltage doubling circuit with a saturated high voltage transformer shows, the current in local points 1 indicates a moment of core saturation [7]. When matching adjustment degrades, the current magnitude changes from I_1 to I_3 . The authors relate occurrence of the local points 2 with VSWR degradation to physics of the process of sorting electrons passing inside the magnetron.

The power supply unit high voltage transformer operates in saturation mode and restricts power transmitted to the magnetron. Hence, the transformer restricts the magnetron current but according to measurement results, when matching adjustment is changing its average value remains constant. Current pulse form change is connected with the change in proportion of useful electrons and harmful electrons under non-optimal conditions of magnetron generation caused by the load changes ("sorting" process).

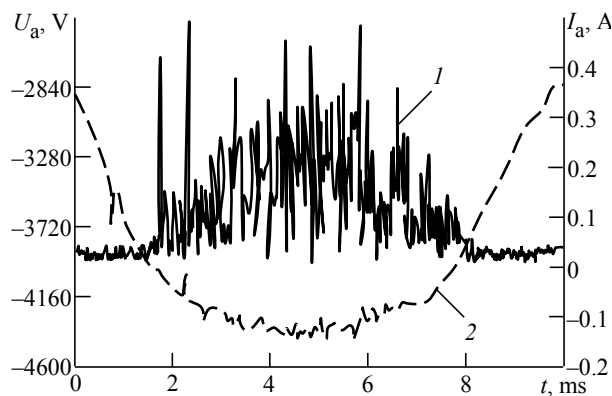


Fig. 2

Inverter power supply has a high-voltage transformer and a voltage doubling circuit (similar to transformer power supply) with an output half-wave rectifier. The magnetron generation voltage is about 4000 V. To downsize the inverter power supply (high voltage transformer in particular) the transformer input frequency is increased up to 20...40 kHz instead of 50 Hz for a typical transformer unit. Controlling device of the inverter power supply assigns PWM modulation that specifies magnetron generation period from 4 to 14 ms. Control PWM signal modulated by the frequency of 20...40 kHz (depending on the power supply unit manufacturer) [9] arrives at the power transistor input and switches voltage to the high-voltage transformer input winding.

The inverter power supply benefits include magnetron power adjustability by change of duty ratio. With the decrease of PWM duty ratio, discharge of high-voltage power supply unit decreases. It results in the magnetron average current variations that in its turn results in the output power variations. Fig. 2 shows the magnetron current line 1 and voltage waveforms line 2 at maximum power output.

As is shown in [10], the magnetron average current (for each value of PWM duty ratio) increases with the increase of VSWR owing to the increase of the amount of harmful electrons in magnetron interaction distance. By means of measuring bench, current value was defined for each PWM level with unit VSWR. In contrast to transformer power supply where the magnetron current and hence its power is restricted by high-voltage transformer, in inverter power supply the value of current in the magnetron anode circuit is specified by the magnetron properties.

Processes taking place within magnetron interaction distance. To explain the increase of anode current when PWM level decreases we consider the processes taking place within magnetron interaction distance at the steady state condition of generation, when magnetron operates with the transformer power supply.

In the magnetron interaction distance under stationary operation condition, in the presence of high frequency electric field between adjacent resonators there are two types of electrons: useful electrons and harmful electrons. The useful electrons transfer part of their kinetic energy to decelerating high-frequency electric field and moving along cycloidal path arrive at the anode. As for the harmful electrons, in the process of interaction with high-frequency electric field they accelerate taking the energy from the field, arrive at the cathode and drop out of the process of interaction with high-frequency field. Such electrons cause the cathode excess heating and increase of the magnetron current. Loss electrons residence time in the interaction gap is significantly shorter in compare with recoil electrons. This phenomenon is called sorting of electrons. The recoil electrons transmit more energy to SHF field than loss electrons can take. This gives rise to high efficiency of the magnetron [11].

When matching up becomes worse, some part of SHF power bouncing off of the load reaches the interaction distance, changes the high-frequency field amplitude and phase at the magnetron coupled cavity gaps. This causes changes in the process of sorting and increase of the number of loss electrons that in its turn increases current in the second local points in the form of the magnetron current.

The conclusions presented above are valid when the magnetron operates with inverter power supply as well.

For quantitative assessment of operation processes, we made analysis of generation conditions for the device under test taking into consideration the size, supply voltage, the standing-wave ratio load level. Current waveform processing (local maximum relation analysis) and the magnetron generation power rating were performed by means of the developed microprocessor board integrated into the magnetron operating system [6]. Processing algorithm makes it possible to determine position of the magnetron current local points, as well as the average current over a period. When the magnetron generation power rating is performed, the time required for the cathode glow and the magnetron reaching the rated operating conditions, as well as possible changes in the cathode thermal emission is not taken into account.

The magnetron generation condition is defined as the ratio of the anode voltage value U_a and the permanent magnets density value B . For every magnetron design, the mode of generation is specified by the condition of SHF power generation [11]:

$$B \geq B_{\text{crit}}; U_a \geq U_{a, \text{crit}},$$

where B_{crit} is critical density; $U_{a, \text{crit}}$ is critical anode voltage.

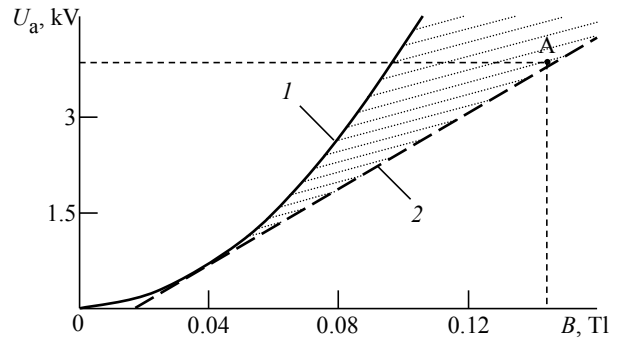


Fig. 3

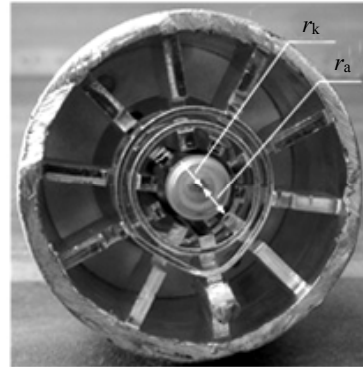


Fig. 4

The range of possible values of U_a and B (fig. 3) used in magnetrons is specified on the one side by critical-voltage parabola and on the other side by Hartley equation, that is a threshold line specifying the magnetron self-excitation condition [11]. In order to determine the magnetron mode of operation and the operating-point position we specify the resonator gap for the magnetron 2M214 [12] used in microwave commercial plants. The values $U_{a, \text{crit}}$ and B_{crit} are defined on account of the size of the magnetron anode and cathode assemblies, number of cavities and generation frequency. The size of the magnetron anode pack and the cathode is given in fig. 4.

The anode pack of the magnetron consists of ten cavities. The anode radius is $r_a = 2.5$ mm, the cathode radius is $r_k = 1.5$ mm.

The magnetron generation voltage (see fig. 1) equals to 3800 V and it is enough for the magnetron stable operation. To determine the permanent magnet density we used Hall sensor SS495A [13]. The sensor measures the density value and gives voltage proportional to its value. The measured density made 1.42T. These values of the magnetron voltage and field density specify the operating point of generation A.

In fig. 3, line 1 corresponds to critical-voltage parabola; line 2 corresponds to Hartley equation specifying condition for the magnetron self-excitation.

Fig. 3 indicates that the operating point A is located in the magnetron resonator gap.

Calculation of load power when operating with transformer power supply. We define the power transferred to the load when the magnetron is operating with transformer power supply. It is known [11] that with VSWR equal to one, the magnetron generated power makes:

$$P_{\text{load}} = U_a I_a \eta, \quad (1)$$

where U_a is anode voltage; I_a is the average anode current; η is the magnetron efficiency factor.

The magnetron efficiency rate with SWR equal to one is provided in documentation for each magnetron. For the magnetron used $\eta = 0.7$ [12].

As it is shown in [7], on change of VSWR the level of power bounced off of the load changes as well. This leads to the change of relation of local maximum of the magnetron current marked with digital symbols in fig. 1. We define power transferred (fig. 1). We define power transferred to the load by the change of the anode current waveform introducing a correction factor k_1 into (1):

$$P_{\text{load}} = U_a I_a \frac{I_1}{I_2} k_1, \quad (2)$$

where I_1 is current magnitude in point 1; I_2 is current magnitude in point 2; k_1 is a factor connecting the anode current waveform with power transferred to the load. It is defined by equality of experimentally measured power and corresponding waveform with VSWR equal to one.

Experimental and design power transferred by the magnetron to the load on change of VSWR are demonstrated in fig. 5. Current measurement on change of SWR was performed on measuring test bench [7] with calorimetric technique. In fig. 5, line 1 indicates load power defined experimentally; line 2 indicates power transferred to the load and calculated by (2).

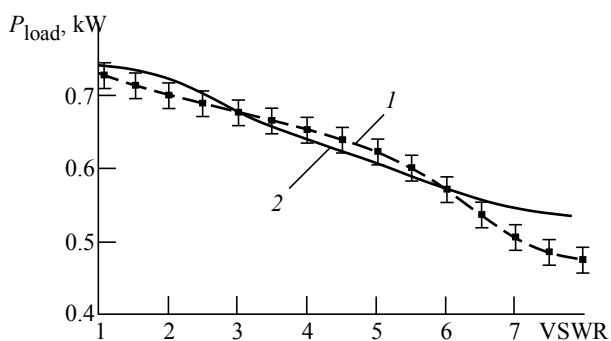


Fig. 5

Hence, design power transferred to the load corresponds to the level of power measured with calorimetric technique to a precision of $\leq 10\%$.

Calculation of load power when operating with inverter power supply. We define the change of power transferred to the load according to the magnetron average current magnitude when PWM is constant:

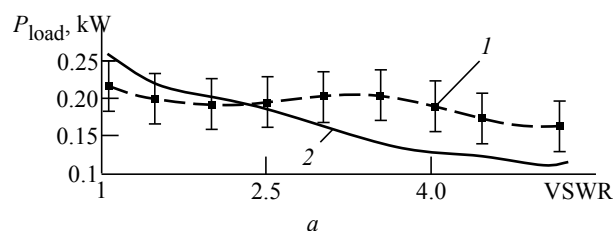
$$P_{\text{load}} = P_1 - (I_1 - I_a) k_2, \quad (3)$$

where P_1 is level of power corresponding to the set value of PWM; I_1 is the magnetron current magnitude, with $\text{SWR} = 1$; k_2 is a factor connecting the average value of the anode current with the load power. This factor is defined by comparison of experimental and design data in the point of $\text{VSWR} = 1$.

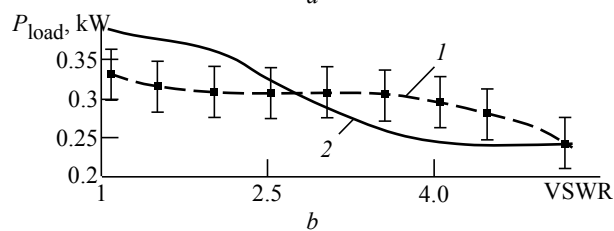
Change of the magnetron average current with the increase of VSWR is demonstrated in fig. 6 for three different levels of the output power.

In fig. 6, line 1 indicates load power defined experimentally, line 2 – indicates power transferred to the load and calculated by (3).

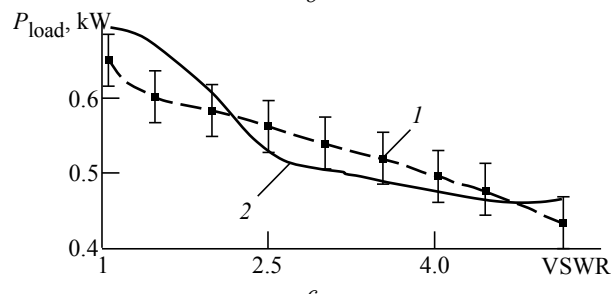
Power transferred to the load when operating with inverter power supply, determined by calculation corresponds to the level of power measured on a measuring test bench using calorimetric technique. The average error rate of the design value of load power at any level of the power supply unit installed capacity does not exceed 50 W.



a



b



c

Fig. 6

The proposed analysis of the magnetron current waveform in multi-generator plants makes it possible not only to define power transferred to the load by each magnetron, but to assess the magnetrons' cross-effect as well [14].

Conclusions. Determination of microwave power transferred to the processed material makes it possible to control the material processing technological parameters. Forecasting of power going to microwave reactor according to the anode current waveform in the inverter and transformer power supply units makes it possible to automate the process control, to simplify maintenance operation and to reduce the bottom-line cost of microwave equipment.

The developed control algorithm is implemented in a control board specific for each particular generator. Preprocessed information on the magnetron mode of operation goes from this board to the central processor of the whole plant.

Use of adaptive control system [15] and a technique to specify power generated by each magnetron allows increase the plant energy efficiency in several ways:

- use of automatic matching system [16];
- magnetron shutdown with matching deterioration;
- change of power generated by magnetron (when operating with inverter power supply);
- magnetron switching on / shutdown with the change of processed material parameters leading to the change of matching (when operating with transformer power supply).

Besides, the analysis of the magnetron anode current pulse form allows to implement virtual sensors of product availability in reactor, movement (mixing) of the product in microwave reactor, boiling of water, microwave discharge inception, etc.

The use of the developed algorithm of anode current analysis and adaptive control system makes it possible to improve automation of entire system, to control more precisely the required radiant exposure of the processed product, to decrease the duration of debugging mode for new products and materials.

REFERENCES

1. Available at: <http://senergys.ru/serijnoe-oborudovanie/ustanovka-mikrovolnovoj-obrabotki-produktov-v-tare-ruchej.html> (accessed: 05 July 2018).
2. Available at: <http://www.slav-med.ru/catalog/util/svch-obez.php> (accessed: 05.07.2018).
3. Available at: <http://tsc-technologies.ru/ru/oborudovanie/ustanovki-dlya-vspuchivaniya-vermikulita-vermic/> (accessed: 05.07.2018).
4. Didenko A. N. *SVCh - energetika: Teoriya i praktika* [Microwave Power Engineering: Theory and Practice]. Ed. by Y. Danilevich. Moscow, *Nauka*, 2003, 446 p. (In Russian)
5. Ginzton E. L. *Microwave Measurements*. New York, McGraw-Hill, 1957, 515 p.
6. Ivanov V. A., Sidorenko D. S., Rogozhin K. V. Experience in the Development of Microwave Installations and Technological Processes for Processing Food Products and Materials. *Nauchn. ses. MIFI-2015. Annotatsii dokl.* Moscow, NNIU MEPhI, 2015, vol. 2, 288 p. (In Russian)
7. Ivanov V. A., Rogozhin K. V., Sidorenko D. S. Investigation of the Energy Efficiency of a Magnetron Generator in Microwave Heating Devices. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 6, pp. 5–11. (In Russian)
8. Ivanov V. A., Rogozhin K. V. Development of an Adaptive Control System for Magnetron Generators in Industrial Microwave Installations. 69th Scientific and Technical Conf. of the Faculty of the University: Collection of reports of students, graduate students and young scientists. St. Petersburg, Jan. 26 – Feb. 4, 2016. SPb., *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, pp. 67–71. (In Russian)
9. MUEGGE Industrial Microwave + Plasma Systems. Application note. MS1000B-100JA Inverter Power Supply. Available at: <https://forum.nasaspaceflight.com/index.php?action=dlattach;topic=39772.0;attach=1319605>. (accessed: 05.07.2018).
10. Rogozhin K. V. Features of the Magnetron with Inverter Power Supply in Microwave Industrial Installations. All-Russian Conf. Electronics and Microelectronics of Microwave. St. Petersburg, 28–31 May 2018, SPb., *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2018, pp. 510–514. (In Russian)
11. Lebedev I. V. *Tekhnika i pribory SVCh* [Microwave Technology and Devices]. Ed. by N. D. Devyatkov. Moscow, Higher School, 1970, 440 p. (In Russian)
12. Datasheet. Customer's Acceptance Specifications. Magnetron: 2M214-21GKH. Available at: <https://forum.nasaspaceflight.com/index.php?action=dlattach;topic=38577.0;attach=1084309> (accessed: 05.07.2018).
13. Available at: <https://sensing.honeywell.com/SS495A-linear-and-angle-sensor-ics> (accessed: 05.07.2018).
14. Rogozhin K. V., Klimov A. S. Investigation of Mutual Influence of Magnetrons in Power Addition Schemes Without Ballast Load. 71st Scientific and Technical Conf. of the Faculty of the University. St. Petersburg, Jan. 29 – Feb. 8, 2018. SPb., *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2018, pp. 48–51. (In Russian)
15. Rogozhin K. V. Adaptive Control System for Microwave Industrial Installation. All-Russian Scientific Conference on the Problems of Management in Technical Systems. Saint Petersburg, Oct. 28–30, 2015, SPb., *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, pp. 370–373. (In Russian)
16. Klimov A. S., Rogozhin K. V., Ivanov V. A., Sidorenko D. S. Matching of a Magnetron with a Changing Load. 2018 IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus). Saint Petersburg, 29 Jan. – 1 Feb. 2018, pp. 204 – 205.

Received July, 06, 2018

Kirill V. Rogozhin – Master of Science in Engineering (2014), postgraduate student of the Department of Radio Electronics of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 8 scientific publications. Area of expertise: application of microwave energy in technological processes; microprocessor control systems for technological installations.

E-mail: rkirillv@yandex.ru

Vyacheslav A. Ivanov – Ph.D. in Engineering (1974), Associate Professor (1980) of the Department of Radio Electronics of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 70 scientific publications. Area of expertise: microwave electronics; application of microwave energy in technological processes.

E-mail: microwavesbrain@gmail.com

Dmitry S. Sidorenko – CEO of LLC "Technological Systems and Complexes", Saint Petersburg. The author of 7 scientific publications. Area of expertise: ecological monitoring of technologies and industrial complexes; application of microwave energy in technological processes; microprocessor control systems for technological installations.

E-mail: ingrds@yandex.ru

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. URL: <http://senergys.ru/serijnoe-oborudovanie/ustanovka-mikrovolnovoj-obrabotki-produktov-v-tare-ruchej.html> (дата обращения 05.07.2018).

2. URL: <http://www.slav-med.ru/catalog/util/svch-obez.php> (дата обращения 05.07.2018).

3. URL: <http://tsc-technologies.ru/ru/oborudovanie/ustanovki-dlya-vspuchivaniya-vermikulita-vermic/> (дата обращения 05.07.2018).

4. Диденко А. Н. СВЧ-энергетика: Теория и практика / под ред. Я. Б. Данилевича. М.: Наука, 2003. 446 с.

5. Гинзтон Э. Л. Измерения на сантиметровых волнах / пер. с англ.; под ред. Г. А. Ремеза. М.: Изд-во иностр. лит., 1960. 620 с.

6. Иванов В. А., Сидоренко Д. С., Рогожин К. В. Опыт разработки микроволновых установок и технологических процессов обработки пищевых продуктов и материалов // Науч. сес. МИФИ-2015. Аннотации докл.: в 3 т. Т. 2. М.: НИЯУ МИФИ, 2015. 213 с.

7. Иванов В. А., Рогожин К. В., Сидоренко Д. С. Исследование энергетической эффективности магнетронного генератора в устройствах микроволнового нагрева // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 6. С. 41–48.

8. Иванов В. А., Рогожин К. В. Разработка адаптивной системы управления магнетронными генераторами в промышленных микроволновых установках // 69-я Науч.-техн. конф. профессорско-преподавательского состава университета: сб. докл. студентов, аспирантов и молодых ученых, СПб., 26 янв. – 4 февр. 2016 г. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2016. С. 67–71.

9. MUEGGE Industrial Microwave + Plasma Systems. Application note. MS1000B-100JA Inverter Power Supply.

Статья поступила в редакцию 06 июля 2018 г.

URL: <https://forum.nasaspaceflight.com/index.php?action=dlattach;topic=39772.0;attach=1319605> (дата обращения 05.07.2018).

10. Рогожин К. В. Особенности работы магнетрона с инверторным блоком питания в микроволновых промышленных установках // Сб. докл. Всерос. конф. «Электроника и микроэлектроника СВЧ», СПб., 28–31 мая 2018 г. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2018. С. 510–514.

11. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ / под ред. Н. Д. Девяткова. М.: Высш. шк., 1970. 440 с.

12. Datasheet. Customer's Acceptance Specifications. Magnetron: 2M214-21GKH. URL: <https://forum.nasaspaceflight.com/index.php?action=dlattach;topic=38577.0;attach=1084309> (дата обращения 05.07.2018).

13. URL: <https://sensing.honeywell.com/SS495A-linear-and-angle-sensors> (дата обращения 05.07.2018).

14. Рогожин К. В., Климов А. С. Исследование взаимного влияния магнетронов в схемах сложения мощности без балластной нагрузки // Сб. докл. 71-й науч.-техн. конф. профессорско-преподавательского состава университета, СПб., 29 янв. – 8 февр. 2018. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2018. С. 48–51.

15. Рогожин К. В. Адаптивная система управления микроволновой промышленной установкой // Материалы Всерос. науч. конф. по проблемам управления в технических системах, СПб., 28–30 окт. 2015 г. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2015. С. 370–373.

16. Matching of a Magnetron with a Changing Load / A. S. Klimov, K. V. Rogozhin, V. A. Ivanov, D. S. Sidorenko // 2018 IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus), Saint Petersburg, 29 Jan. – 1 Feb. 2018. P. 204–205.

Рогожин Кирилл Владимирович – магистр (2014) по направлению электроника и микроэлектроника, аспирант кафедры радиотехнической электроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор восьми научных публикаций. Сфера научных интересов – применение микроволновой энергии в технологических процессах; микропроцессорные системы управления технологическими установками.

E-mail: rkirillv@yandex.ru

Иванов Вячеслав Александрович – кандидат технических наук (1974), доцент (1982) кафедры радиотехнической электроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 70 научных работ, 25 патентов. Сфера научных интересов – микроволновая электроника; применение микроволновой энергии в технологических процессах.
E-mail: microwavesbrain@gmail.com

Сидоренко Дмитрий Сергеевич – генеральный директор ООО "Технологические системы и комплексы" (Санкт-Петербург). Автор семи научных публикаций. Сфера научных интересов – экологический мониторинг технологий и промышленных комплексов; применение микроволновой энергии в технологических процессах; микропроцессорные системы управления технологическими установками.
E-mail: ingrds@yandex.ru



DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-32-37

УДК 621.396.96:621.391.8

М. Л. Маслаков, М. С. Смаль

ПАО "Российский институт мощного радиостроения"

В. О., 11-я линия, д. 66, Санкт-Петербург, 199178, Россия

Применение бестестовых методов для оценки состояния радиоканала

Аннотация. Рассмотрены возможности увеличения информационной скорости адаптивных коротковолновых (КВ) систем передачи данных за счет уменьшения имеющейся избыточности в виде тестовых сигналов, необходимых для функционирования. Актуальность указанной проблемы продиктована повышением требований современных адаптивных систем передачи данных к максимально эффективному использованию выделенного частотно-временного ресурса радиоканала. Для решения указанной задачи предложены методы, основанные на анализе принимаемого информационного сигнала, учитывающие используемую сигнально-кодую конструкцию. Рассмотрены подходы к решению задач бестестовых методов адаптивной коррекции и оценки состояния радиоканала в последовательных системах передачи данных, использующих сверточное кодирование. Представлен алгоритм поиска сегментов, используемых для расчета импульсных характеристик канала и корректирующего фильтра. При этом изменение алгоритмов декодирования и расчета импульсной характеристики корректирующего фильтра не требуется. Приведены выражения для оценки вероятности ошибки на бит для сверточного кода общего вида. Представленные подходы обеспечивают более эффективное функционирование адаптивных КВ-систем передачи данных в каналах с межсимвольной интерференцией за счет оперативного управления ее параметрами при изменении состояния радиоканала. При этом они позволяют существенно сократить или полностью отказаться от использования тестовых сигналов.

Ключевые слова: адаптация, коррекция сигналов, импульсная характеристика канала, оценка состояния радиоканала, вероятность ошибки на бит, сверточный код

Для цитирования: Маслаков М. Л., Смаль М. С. Построение коротковолновых систем передачи данных с бестестовой адаптивной коррекцией сигналов и оценкой состояния радиоканала // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 3. С. 32–37. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-32-37

Mikhail L. Maslakov, Mikhail S. Smal

PJSC Russian Institute for Power Radiobuilding

66, 11th liniya, Vasilievsky Island, 199178, St. Petersburg, Russia

Application of Non-Test Methods for Chanel Estimation

Abstract: The possibilities of increasing the data rate of adaptive HF communication systems by reducing redundancy in the form of test signals used for its operation are considered. The problem is currently pressing due to increasing demands of modern adaptive data transmission systems to efficient use of allocated frequency-time resource of radio channel. For the problem solution, methods based on the analysis of the received information signal, taking into account the used signal-code construction, are proposed. Approaches for solving problems of non-test adaptive signals correction and channel state estimation in serial data communication systems using convolutional encoder are proposed. Search algorithm for segments used for channel impulse response and equalizer coefficients calculation is shown. In this case, neither a change in decoding algorithms nor calculating of equalizer impulse response is required. Expressions for estimation of the bit error rate for a convolution encoder of general form are given. The presented approaches maintain operating of adaptive HF data transmission systems in channels with intersymbol interference, ensuring the operative change of its parameters when the state of the radio channel changes significantly reducing the use of test signals, or completely abandoning them.

Key words: adaptation, signal correction, impulse response of the channel, channel state estimation, bit error rate, convolutional code

For citation: Maslakov M. L., Smal M. S. Application of Non-Test Methods for Chanel Estimation. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 4, pp. 32–37. doi:10.32603/1993-8985-2018-21-4-32-37 (In Russian)

Введение. Тенденции развития современных адаптивных систем передачи данных характеризуются повышающимися требованиями к максимально эффективному использованию выделенного частотно-временного ресурса радиоканала [1]. При этом функционирование адаптивной системы предполагает оперативное изменение ее параметров при изменении состояния радиоканала. Параметры должны изменяться так, чтобы система, по возможности, всегда оставалась в оптимальном состоянии (режиме работы), обеспечивающем максимум заданного показателя эффективности (например, скорости передачи данных). Для своевременного принятия решения об изменении параметров необходимо непрерывно или дискретно (с некоторым малым шагом) оценивать параметры, характеризующие состояние радиоканала.

Кроме того при работе в каналах с межсимвольной интерференцией (МСИ), таких, как коротковолновый (КВ) канал, характеризующийся замираниями сигналов и многолучевым распространением, применяют методы адаптивной коррекции сигналов, которые позволяют существенно компенсировать внесенные искажения. Для этого в известных последовательных системах передачи данных [1]–[4] в передаваемый сигнал периодически вводят зондирующие последовательности с априори известными параметрами, не несущие информацию, а служащие лишь для расчета импульсной характеристики (ИХ) канала, т. е. решения задачи идентификации и определения соответствующей ИХ корректирующего фильтра (КФ) или эквалайзера. Оценку вероятности ошибки на бит (ВОБ) принимаемого откорректированного сигнала вычисляют на основе подсчета количества ошибок в принятых тестовых блоках [5].

Расходование времени на передачу тестовых и зондирующих сигналов снижает эффективность использования частотно-временного ресурса, в результате чего информационная скорость передачи данных становится ниже максимально достижимой. Например, в системе передачи данных стандарта ARINC 635 на передачу тестовых сигналов расходуется 33 % временного ресурса [3]. Однако введение такой избыточности необходимо для функционирования адаптивной системы передачи данных.

Кроме того, неотъемлемой частью любой системы передачи данных является использование помехоустойчивого кодирования – введения избыточности, необходимой для обнаружения и исправления ошибочных бит, получаемых на выходе демодулятора. Для обеспечения приемлемых

показателей достоверности в современных системах обычно используют коды или каскадные кодовые конструкции с кодовой скоростью 0.2...0.5 [3], [4], [6], [7], что дополнительно снижает информационную скорость передачи данных.

Очевидный путь увеличения скорости передачи данных – уменьшение вводимой избыточности. Так в условиях малого уровня МСИ и большого отношения "сигнал/шум" (ОСШ) для повышения скорости передачи возможно увеличение кратности модуляции и скорости кода. В этом случае задачей является выбор оптимальной сигнально-кодовой конструкции (СКК), максимизирующей информационную скорость [8]. Такой подход достаточно просто реализовать при использовании блочных кодов, выбирая определенную СКК в пределах длины одного кодового блока или каскадной кодовой конструкции, для передачи которой в большинстве известных систем [6] требуется не более нескольких секунд. Однако в последовательных системах передачи данных применяют сверточные коды [3], [4], длина которых в общем случае бесконечна, а на практике на передачу могут затрачиваться десятки секунд [4], что снижает оперативность принятия решения об изменении параметров системы, тем самым усложняя адаптацию по кодовой конструкции.

Таким образом, актуальной является задача построения бестестовых систем передачи данных с адаптивной коррекцией и оценкой состояния радиоканала по рабочим информационным сигналам. В настоящей статье авторами предложены методы решения этой задачи в последовательных КВ-системах передачи данных, использующих сверточное кодирование.

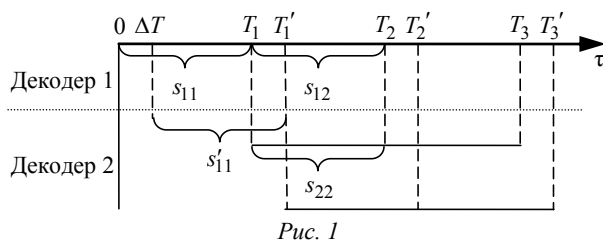
Метод бестестовой оценки ИХ канала. В [9], [10] рассматривался вариант построения последовательной системы передачи данных с бестестовой адаптивной коррекцией, предполагающий использование конструкции внутреннего блочного кода и внешнего циклического кода CRC. Для расчета ИХ канала и соответствующей ИХ КФ предложено использовать сегмент уже демодулированных информационных символов, представляющий последовательность с "хорошими" спектральными свойствами, а именно занимающую всю полосу частот и не имеющую нулей в этой полосе. Частота обнаружения таких последовательностей определена в [9] моделированием и составляет порядка 0.98. Трассовые испытания макета последовательного модема, проведенные в 2013 г. [11], показали работоспособность указанного метода бестестовой адаптивной коррекции.

Для того чтобы избежать использования сегментов с ошибочно демодулированными символами, их поиск осуществляется в тех кодовых блоках, в которых циклическим кодом CRC не было зафиксировано ошибок. Более глубокий анализ продукта декодирования позволяет отказаться от использования CRC, для передачи которого затрачивается время. Для этого в [10] предложено искать сегменты в кодовых блоках с синдромом, соответствующим количеству ошибок менее допустимого значения.

Подобный подход может быть применен и для систем передачи данных, использующих сверточное кодирование. На практике обычно сверточный код декодируется с помощью алгоритма Витерби с ограниченным значением глубины просмотра решетки [12], [13]. При реализации такого алгоритма к моменту времени T_2 (рис. 1) на выходе декодера 1 будем иметь последовательность бит s_{11} , представляющую собой исходную кодовую последовательность на интервале $[0, T_1]$ с исправленными ошибками, и значение метрики m_{11} , соответствующее выжившему пути.

В последовательности s_{11} необходимо найти сегмент с "хорошими" спектральными свойствами, в котором отсутствуют нули и близкие к нулю значения спектра в занимаемой сигналом полосе частот. Этот сегмент будет использован в качестве зондирующего сигнала для расчета ИХ канала и соответствующей ИХ КФ. Для расчета этих характеристик могут быть использованы известные алгоритмы, применяемые в задачах адаптивной фильтрации, например метод наименьших квадратов [14] или алгоритм регуляризации Тихонова [15].

В результате с момента времени T_1 (рис. 1) будут работать 2 КФ: КФ1 с первоначальной ИХ $h_{\text{КФ1}}$ и КФ2 с новой ИХ $h_{\text{КФ2}}$. После коррекции и демодуляции соответствующие последовательности бит будут поданы на вход декодеров 1 и 2. В результате в момент времени T_3 на выходе декодера 1 получим последовательность бит s_{12} , а



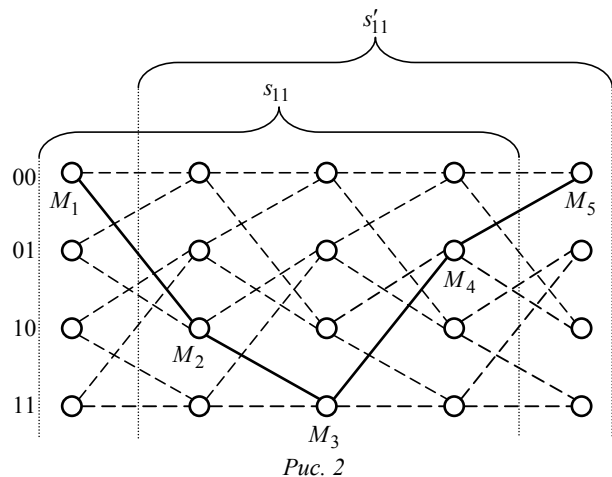
на выходе декодера 2 – последовательность бит s_{22} , соответствующие интервалу $[T_1, T_2]$, а также значения метрик выживших путей, которые обозначим как m_{12} и m_{22} .

Сравнение последовательностей s_{12} и s_{22} не позволяет объективно судить о качестве коррекции: при их совпадении не ясно, в каком случае было больше ошибок; при несовпадении также не ясно, какую из последовательностей считать верной. Напротив, сравнение метрик явно укажет, в каком случае ошибок было больше. Так при $m_{22} \leq m_{12}$ можно полагать, что новая ИХ КФ2 не ухудшает качество коррекции, после чего обновить первоначальную ИХ КФ:

$$h_{\text{КФ1}} = h_{\text{КФ2}}.$$

В противном случае осуществляется сдвиг на интервал ΔT , равный длительности символа (или нескольких символов), за которые передаются K бит, необходимых для очередного такта декодирования. Так для сверточного кода с кодовой скоростью $1/2$ $K=2$. В результате в момент времени $T_2' = T_2 + \Delta T$ рассматривается последовательность бит s'_{11} на интервале $[\Delta T, T_1']$ и значение метрики m'_{11} .

Рассмотрим особенности получения метрик m_{11} и m'_{11} , необходимых для работы предложенного метода. На рис. 2 приведен фрагмент декодирования сверточного кода (6, 3, 5) некоторой последовательности в виде решетчатой диаграммы. Выживший путь – путь с наименьшей метрикой – показан жирной сплошной линией, остальные пути – штриховыми линиями. Для каждого такта декодирования (состояния декодера) значе-



ния метрик выжившего пути составляли M_i , $i = \overline{1, 5}$. В момент времени T_2 получают последовательность бит s_{11} и соответствующее значение метрики $m_{11} = M_4$.

При сдвиге на интервал ΔT , равный длительности символа (или символов), за которую передаются очередные K бит, необходимые для очередного такта декодирования, в момент времени T'_2 получают последовательность бит s'_{11} и соответствующее значение метрики $m'_{11} = M_5 - M_1$. Для рассматриваемого кода (6, 3, 5) (рис. 2) $K = 2$. Таким образом, значение метрики m_{11} можно считать весом последовательности s_{11} на интервале $[0, T_1]$, m'_{11} – весом последовательности b'_{11} на интервале $[\Delta T, T'_1]$ и т. д.

Рассматривая метрики m_{11} и m'_{11} , можно оценить количество ошибок и принять решение о целесообразности использования сегмента s_{11} или s'_{11} в качестве зондирующего. Дополнительно может быть учтена оценка состояния радиоканала – вероятность ошибки на бит.

Метод бестестовой оценки вероятности ошибки на бит. Сверточное кодирование позволяет достаточно эффективно кодировать и декодировать поток бит. Как и любой вид кодирования, оно основано на использовании дополнительных избыточных бит. Используя информацию о структуре кода, на приемной стороне, помимо декодирования, можно оценить вероятность ошибки на бит.

Для примера продолжим рассмотрение сверточного кода (6, 3, 5) с полиномами $x^2 + 1, x^2 + x + 1$, обозначаемого как {5, 7} [12]. Представим входную информационную последовательность как

$$a_1, a_2, a_3, a_4, a_5, a_6, a_7, \dots, \quad (1)$$

а кодированную последовательность следующим образом:

$$b_{11}, b_{12}, b_{21}, b_{22}, b_{31}, b_{32}, b_{41}, b_{42}, \dots,$$

где первый индекс обозначает номер бита последовательности (1), а второй – номер порождающего полинома, которым был получен символ при нахождении указанного первым индексом символа в старшем разряде сверточного кодера.

Символы сверточного кода формируются в соответствии со следующими выражениями:

$$\begin{cases} b_{11} = a_1 \oplus a_3; \\ b_{12} = a_1 \oplus a_2 \oplus a_3; \\ b_{21} = a_2 \oplus a_4; \\ b_{22} = a_2 \oplus a_3 \oplus a_4; \\ b_{31} = a_3 \oplus a_5; \\ b_{32} = a_3 \oplus a_4 \oplus a_5, \end{cases} \quad (2)$$

где $\oplus$ – символ сложения по модулю 2.

Из (2) получим

$$b_{12} \oplus b_{32} = b_{11} \oplus b_{21} \oplus b_{31},$$

т. е.

$$b_{12} \oplus b_{32} \oplus b_{11} \oplus b_{21} \oplus b_{31} = 0. \quad (3)$$

Таким образом, для рассматриваемого кода составлено соотношение, описывающее функциональную связь между битами полученной кодированной последовательности на выходе кодера. Используем его для определения ВОБ, приняв, что в принятой кодированной последовательности на выходе демодулятора полученное соотношение выполняется лишь при отсутствии ошибок демодуляции, а любая ошибка приводит к его нарушению.

Сформируем уравнение, связывающее вероятность выполнения (3) на выходе демодулятора $P_{\text{вых}}$ с вероятностью ВОБ p :

$$P_{\text{вып}}(p) = (1-p)^5 + C_5^2 p^2 (1-p)^3 + C_5^4 p^4 (1-p), \quad (4)$$

где C_μ^v – число сочетаний из μ по v .

При известном значении $P_{\text{вых}}$ ВОБ определяется как корень сформированного уравнения (4).

При эксплуатации реальных систем передачи данных для анализа доступен лишь фрагмент кода, выделенный так называемым скользящим окном. При достаточной протяженности такого окна можно получить оценку ВОБ $\hat{p}$. Приняв в качестве оценки вероятности выполнения (3) относительную частоту $\hat{P}_{\text{вых}} = k/N$ (k – количество выполнений (3); N – общее количество анализируемых групп бит) и вычислив значения входящих в (3) сочетаний, перепишем это выражение в виде

$$k/N = (1-\hat{p})^5 + 10\hat{p}^2(1-\hat{p})^3 + 5\hat{p}^4(1-\hat{p}). \quad (5)$$

Корнем (5) является оценка ВОБ,

Аналогично можно составить уравнения для любых других полиномов, используемых при сверточном кодировании, и получить оценку ВОБ.

Для любого сверточного кода, использующего L полиномов степени W и, соответственно,

кодovou скорость $1/L$, формируется следующая система уравнений:

$$\begin{cases} \sum_{w=1}^W d_w^1 b_{2,(W-1)w} \oplus \sum_{w=1}^W d_w^2 b_{1,(W-1)w} = 0; \\ \sum_{w=1}^W d_w^1 b_{3,(W-1)w} \oplus \sum_{w=1}^W d_w^3 b_{1,(W-1)w} = 0; \\ \vdots \\ \sum_{w=1}^W d_w^2 b_{3,(W-1)w} \oplus \sum_{w=1}^W d_w^3 b_{2,(W-1)w} = 0; \\ \sum_{w=1}^W d_w^2 b_{4,(W-1)w} \oplus \sum_{w=1}^W d_w^4 b_{2,(W-1)w} = 0; \\ \vdots \\ \sum_{w=1}^W d_w^{L-1} b_{L,(W-1)w} \oplus \sum_{w=1}^W d_w^L b_{(2L-1),(W-1)w} = 0, \end{cases}$$

где d_w^l – коэффициенты l -го полинома при w -й степени аргумента.

Просуммировав уравнения системы, получим общее уравнение

$$\sum_{l=1}^{L-1} \left[\sum_w d_w^l b_{(l+1),(W-1)w} \oplus \sum_w d_w^{l+1} b_{l,(W-1)w} \right] = 0. \quad (6)$$

Перейдя, аналогично (5), к оценке ВОБ на основе анализа скользящим окном, получим:

$$\frac{k}{N} = \sum_{q=0}^{\lfloor (Q-1)/2 \rfloor} C_Q^{2q} \hat{p}^{2q} (1-\hat{p})^{(Q-2q)},$$

где Q – количество ненулевых членов уравнения (6) после приведения подобных членов; $\lfloor \cdot \rfloor$ – символ округления в меньшую сторону.

Например, для полиномов {133, 171}, используемых в сверточном коде, применяемом в стандартах [3], [4], формируется уравнение

$$\frac{k}{N} = \sum_{q=0}^4 C_{10}^{2q} \hat{p}^{2q} (1-\hat{p})^{(10-2q)}.$$

Получение оценки с точностью, необходимой для функционирования реальных систем, требует анализа потока бит скользящим окном с длительностью порядка 1 с.

Заключение. Представленные подходы позволяют обеспечить функционирование адаптивных КВ-систем передачи данных в каналах с МСИ, существенно сократив использование тестовых сигналов (либо полностью от них отказавшись). В предложенном подходе расчет ИХ КФ и оценка качества радиоканала осуществляются посредством анализа принимаемого информационного сигнала с учетом используемых СКК. Такой подход позволяет своевременно реагировать на изменение состояния радиоканала и существенно увеличить информационную скорость, сократив разрывы связи по сравнению с известными аналогами.

Представленные бестестовые методы адаптивной коррекции и оценки состояния радиоканала опробованы в ходе трассовых испытаний, в результате которых подтверждена их работоспособность.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Березовский В. А., Дулькейт И. В., Савицкий О. К. Современная декаметровая радиосвязь: оборудование, системы и комплексы. М.: Радиотехника, 2011. 444 с.
2. Third-Generation and Wideband HF Radio Communications / E. E. Johnson, E. Koski, W. N. Furman, M. Jorgenson, J. Nieto. London: Artech House, 2013. 250 p.
3. ARINC Characteristic 635-4. HF Data Link Protocol. / Aeronautical radio Inc. Annapolis, 2003. 124 p.
4. MIL-STD-188-110C. Interoperability and Performance Standards for Data Modems. Department of Defense. URL: http://everyspec.com/MIL-STD/MIL-STD-0100-0299/MIL-STD-188_110C_37889/ (дата обращения 12.09.2018).
5. MIL-STD-188-190. Methods for communications systems measurements. Department of Defense. Jan. 31, 1990. 94 p. URL: http://everyspec.com/MIL-STD/MIL-STD-0100-0299/MIL-STD-188_190_24834/ (дата обращения 12.09.2018).
6. Лузан Ю. С., Хмырова Н. П. Адаптивная радиосвязь в ДКМ диапазоне частот. Современное состояние и тенденции развития // Техника радиосвязи. 2008. Вып. 13. С. 3–24.
7. Тамразян Г. М. Программно-аппаратная реализация оптимального алгоритма декодирования каскадных кодов на базе кодов Рида-Соломона в адап-

тивных системах обмена данными: дис. ... канд. техн. наук / Поволжский университет телекоммуникаций и информатики. Ульяновск, 2017. 142 с.

8. Смаль М. С., Егоров В. В. Эффективный выбор сигнально-кодовых конструкций в адаптивной коротковолновой системе передачи данных // Докл. X Всерос. науч.-техн. конф. "Радиолокация и радиосвязь", М., 21–23 ноября 2016 г./ ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН. М., 2016. С. 275–279.

9. Егоров В. В., Маслаков М. Л., Мингалев А. Н. Бестестовая адаптивная коррекция сигналов в КВ системах последовательной передачи данных // Электросвязь. 2011. № 11. С. 32–34.

10. Бестестовые методы адаптивной коррекции сигналов в многолучевых радиоканалах / В. В., Егоров, К. В. Зайченко, М. Л. Маслаков. В. Ф. Михайлов // Радиотехника. 2017. № 5. С. 10–13.

11. Маслаков М. Л. Высокоскоростной последовательный КВ радиомодем передачи данных // Электросвязь. 2014. № 7. С. 40–43.

12. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки / пер. с англ. М.: Мир, 1986. 576 с.

13. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение / пер. с англ. М.: Техносфера, 2006. 320 с.

14. Джиган В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М.: Техносфера, 2013. 528 с.

Статья поступила в редакцию 5 июня 2018 г.

15. Тихонов А. Н., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач: учеб. пособие для вузов. 3-е изд. М.: Наука, 1986. 288 с.

Маслаков Михаил Леонидович – научный сотрудник и аспирант ПАО "Российский институт мощного радиостроения". Окончил Санкт-Петербургский политехнический университет (2011) по специальности "Радиофизика и электроника". Автор 80 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов в системах радиосвязи.

E-mail: maslakovml@gmail.com

Смаль Михаил Сергеевич – кандидат технических наук (2018), научный сотрудник ПАО "Российский институт мощного радиостроения". Автор 80 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов в системах радиосвязи.

E-mail: smal_ms@mail.ru

REFERENCES

1. Berezovskii V. A., Dul'keit I. V., Savitskii O. K. *Sovremennaya dekametrovaya radiosvyaz': oborudovanie, sistemy i komplekсы* [Modern Decametre Radio Communication: Equipment, Systems and Complexes]. Moscow, *Radio-tehnika*, 2011, 444 p. (In Russian)

2. Johnson E. E., Koski E., Furman W. N., Jorgenson M., Nieto J. Third-Generation and Wideband HF Radio Communications. London, Artech House, 2013, 250 p.

3. ARINC Characteristic 635-4. HF Data Link Protocol, Aeronautical radio Inc., Annapolis, 2003, 124 p.

4. MIL-STD-188-110C. Interoperability and Performance Standards for Data Modems. Department of Defense Interface Standard. Available at: http://everyspec.com/MIL-STD/MIL-STD-0100-0299/MIL-STD-188_110C_37889/ (accessed: 12.09.2018)

5. MIL-STD-188-190. Methods for communications systems measurements. Department of Defense. Jan. 31, 1990. 94 p. Available at: http://everyspec.com/MIL-STD/MIL-STD-0100-0299/MIL-STD-188_190_24834/ (accessed: 12.09.2018)

6. Luzan Yu. S., Khmyrova N. P. Adaptive radio communication in the DCM frequency range. Current state and development trends. *Tekhnika radiosvyazi* [Radio Communication Technique]. 2008, vol. 13, pp. 3–24. (In Russian)

7. Tamrazyan G. M. *Programmno-apparatnaya realizatsiya optimal'nogo algoritma dekodirovaniya kaskadnykh kodov na baze kodov Rida-Solomona v adaptivnykh sistemakh obmena dannymi: diss. ... kand. tekhn. nauk* [Software and Hardware Implementation of the Optimal Algorithm for Decoding Cascade Codes Based on Reed-Solomon Codes in Adaptive Data Exchange Systems: diss. ... Ph.D.]. Ulyanovsk, 2017, 142 p. (In Russian)

8. Smal' M. S., Egorov V. V. Effective Choice of Signal-Code Structures in Adaptive Short-Wave Data Transmission System. *X Vseross. nauch.-tekhnich. konf. "Radiolokatsiya i radio-svyaz'"* [X All-Russian scientific and technical conference "Radiolocation and radio communication"]. Moscow, 2016, pp. 275–279. (In Russian)

9. Egorov V. V., Maslakov M. L., Mingalev A. N. Best-low Adaptive Correction of Signals in HF Systems of Serial Data Transmission. *Electrosvyaz* [Telecommunications], 2011, no. 11, pp. 32–34. (In Russian)

10. Egorov V. V., Zaichenko K. V., Maslakov M. L., Mikhailov V. F. Best Practices of Adaptive Signal Correction In Multipath Radio Channels. *Radiotekhnika* [Radioengineering]. 2017, no. 5, pp. 10–13. (In Russian)

11. Maslakov M. L. High-Speed Serial HF Radio Data Transmission Modem. *Elektrosvyaz'* [Telecommunications]. 2014, no. 7, pp. 40–43. (In Russian)

12. Blahut R. Theory and Practice of Error Control Codes. Massachusetts, Addison-Wesley, 1984, 500 p.

13. Morelos-Zaragoza R. The Art of Error Correcting Coding. Chichester, John Wiley & Sons, 2002, 263 p.

14. Dzhigan V. I. *Adaptivnaya fil'tratsiya signalov: teoriya i algoritmy* [Adaptive Filtering of Signals: Theory and Algorithms]. Moscow, *Tekhnosfera*, 2013, 528 p. (In Russian)

15. Tikhonov A. N., Arsenin V. Ya. *Metody resheniya nekorrektnykh zadach* [Methods for Solving Ill-Posed Problems]. Moscow, *Nauka*, 1986, 288 p. (In Russian)

Received June, 05, 2018

Mikhail L. Maslakov – Dipl. Engineer in Radio Physics and Electronic (Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, 2011), scientist and postgraduate student of PAS "Russian Institute for Power Radiobuilding". The author of 80 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing in radio communication systems.

E-mail: maslakovml@gmail.com

Mikhail S. Smal – Ph.D. in Engineering (2018), scientist of PAS "Russian Institute for Power Radiobuilding". The author of 80 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing in radio communication systems.

E-mail: smal_ms@mail.ru



DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-38-46

УДК 621.396.967.2

А. А. Монаков

Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ул. Большая Морская, д. 67, лит. А, Санкт-Петербург, 190000, Россия

Алгоритм оценки координат объектов для систем мультилатерации

Аннотация. В настоящее время системы мультилатерации приобретают все большее значение в управлении воздушным движением в связи с их существенными преимуществами по сравнению со вторичными радиолокационными комплексами. В настоящей статье синтезирован алгоритм оценки местоположения объекта для системы мультилатерации, работающей в пассивном режиме. Синтезированный алгоритм представляет собой комбинацию процедуры грубой оценки координат наблюдаемого объекта и итерационного алгоритма, уточняющего полученное решение. Грубая оценка является результатом решения системы линейных уравнений. Итерационная процедура уточнения основана на линеаризации уравнений наблюдения и не требует большого количества итераций. В статье дан сравнительный статистический анализ предлагаемого алгоритма и известного алгоритма Банкрофта. Для объективного анализа двух алгоритмов получена граница Крамера–Рао для корреляционной матрицы оценок координат наблюдаемого объекта, которая позволяет определить потенциальную точность решения задачи. Показано, что оба алгоритма позволяют получить оценки, точность которых близка к потенциально достижимой точности оценки местоположения объекта. В отличие от алгоритма Банкрофта получаемая грубая оценка местоположения является однозначной, что сокращает общий объем вычислений при реализации алгоритма и уменьшает вероятность получения аномальных ошибок.

Ключевые слова: радионавигация, мультилатерация, оценка местоположения, алгоритм Банкрофта

Для цитирования: Монаков А. А. Алгоритм оценки координат объектов для систем мультилатерации // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 4. С. 38–46. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-38-46

Andrey A. Monakov

Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

67, lit. A, Bolshaja Morskaja Str., 190000, S. Petersburg, Russia

Localization Algorithm for Multilateration Systems

Abstract: At present, multilateration systems are becoming increasingly important in air traffic control. This is due to their significant advantages in compare with secondary surveillance radar complexes. This article solves the problem of synthesizing an algorithm for object location estimation for multilateration system operating in passive mode. The synthesized algorithm is a combination of a procedure, the result of which is a rough estimate of the observed object coordinates, and an iterative algorithm specifying the resulting solution. The rough estimate is the result of solving a linear system of equations. The iterative refinement procedure is based on the linearization of the observational equations and does not require a large number of iterations. The paper provides a comparative statistical analysis of the proposed algorithm and the known Bancroft algorithm. For an objective analysis of two algorithms, the paper derives the Cramer-Rao boundary for the correlation matrix of estimates of the observed object coordinates, which makes it possible to determine the potential accuracy of the solution of the problem. It is shown that both algorithms allow obtaining estimates, the accuracy of which is close to the potentially achievable accuracy of the object location estimate. In contrast to the Bancroft algorithm, the rough estimate of the object location is unambiguous. This virtue reduces the total amount of computations during the algorithm implementation and reduces the probability of anomalous errors.

Key words: radio navigation, multilateration, position estimation, the Bancroft algorithm

For citation: Monakov A. A. Localization Algorithm for Multilateration Systems. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 4, pp. 38–46. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-38-46 (In Russian)

Введение. Многопозиционные радионавигационные системы оценки местоположения объектов в пространстве получили в настоящее время широкое распространение и стали серьезными конкурентами радиолокационных комплексов управления воздушным движением (УВД) [1]. Такие системы обладают рядом достоинств: способностью контроля больших областей со сложным рельефом местности; низкой стоимостью оборудования, размещения и эксплуатации; высокой надежностью и помехозащищенностью.

В научно-технической литературе эти системы получили название систем мультилатерации (от англ. multilateration – MLAT). В системах мультилатерации местоположение (МП) объекта определяется на основе оценки расстояний объекта до произвольного числа опорных радионавигационных точек (РНТ), в которых размещены приемники, способные принимать сигналы, излучаемые с борта объекта. Следует различать активный и пассивный режимы работы систем мультилатерации. В активном режиме запрос на борт посылается передатчиком самой системы в одном из форматов A/C/S вторичной радиолокации. В пассивном режиме запрос на борт поступает от стороннего источника, которым может быть один из вторичных радиолокаторов системы УВД. В этом случае, поскольку источник запросного сигнала никак не синхронизирован с системой, приемники опорных РНТ осуществляют прослушивание эфира, обнаружение ответного сигнала с борта и измерение псевдодальностей подобно спутниковым навигационным системам.

В зависимости от масштаба решаемых задач системы мультилатерации делятся на локальные, за которыми в научно-технической литературе закрепилось название MLAT-систем, и глобальные, которые называются WAM-системами (WAM – Wide Area Multilateration) [2]. Первые используются для определения МП объектов в пределах поля аэродрома, вторые решают задачи навигации воздушных судов в области пространства, имеющей протяженность в сотни километров на поверхности Земли и десятки километров над этой поверхностью. Физические принципы работы обеих категорий одинаковы. Пассивный режим работы является основным для WAM-систем.

Одной из проблем при создании систем мультилатерации является синтез алгоритмов оценки МП объектов в двумерном (MLAT-системы) или трехмерном (WAM-системы) пространстве. Эта проблема не является новой в радионавигации:

ранее она встречалась при разработке систем дальней навигации [3]. В соответствии с [4] принято выделять 3 класса методов оценки МП в системах мультилатерации: статистические (statistical), численные (numerical) и алгебраические (algebraic). Статистические методы [5]–[7] учитывают случайный характер оценок радионавигационных параметров и предполагают синтез оценок МП на основе метода максимального правдоподобия. Эти методы наиболее близки к оптимальным, однако они не позволяют получить прямое решение и требуют применения оптимального поиска экстремума достаточно сложной целевой функции в пространстве, размерность которого равна числу координат объекта. Численные методы [8]–[11] также используют методы оптимального поиска решения некоторой оптимизационной задачи, однако в отличие от статистических методов поиск проходит в пространстве меньшей размерности при простой (как правило, квадратической) целевой функции. Оценки, получаемые этими методами, в общем случае являются смещенными и неоптимальными в статистическом смысле. Алгебраические методы [12]–[15] не учитывают вероятностный характер данных, однако они являются прямыми, поскольку позволяют получить оценки координат объекта решением некоторой линейной, в общем случае переопределенной системы уравнений. Последнее делает указанные методы особенно привлекательными для практического применения, несмотря на то, что методы данной категории не могут претендовать на оптимальность. Как отмечается в [4], алгоритм оценки МП в системах мультилатерации должен быть комбинацией алгоритмов, принадлежащих указанным категориям, что позволит сочетать высокую точность и вычислительную эффективность.

В [16], [17] рассмотрены алгоритмы оценки МП объектов для активного режима работы системы мультилатерации. В этих работах синтезирован комбинированный алгоритм, который для получения грубой оценки МП использует один из наиболее эффективных алгебраических алгоритмов – алгоритм Банкрофта (Bancroft) [12], ранее предложенный для определения МП объекта в спутниковых навигационных системах [13]. Для получения конечной оценки МП используется один из статистических методов – метод линеаризации системы уравнений наблюдения, связывающих координаты объекта и результаты измерений радионавигационных параметров. Привлекательной стороной этого алгоритма является его

простота и малый объем вычислений при реализации, поскольку оценка МП получается в результате решения линейной системы уравнений. Вместе с тем алгоритм Банкрофта имеет существенный недостаток, заключающийся в том, что получаемый результат не является однозначным и требуется специальная процедура для выбора правильного решения.

В настоящей статье представлено определение МП объекта в системе мультилатерации, работающей в пассивном режиме. В статье предложен новый комбинированный алгоритм решения, который также основан на сочетании алгебраического и статистического подходов. Алгебраическая часть строится на решении линейной системы уравнений, но в отличие от алгоритма Банкрофта не требует устранения неоднозначности. Статистическая часть подобна алгоритму, использованному в [16], [17], и позволяет уточнить решение, полученное с помощью алгебраической части алгоритма. Точность оценки МП предлагаемым алгоритмом, как показали исследования, соответствует точности алгоритма Банкрофта.

Статья построена следующим образом. Сначала кратко излагается принцип работы систем мультилатерации в пассивном режиме и анализируется потенциальная точность оценки МП в этих системах. Затем приводится вывод алгоритма Банкрофта и дается анализ его точности методом математического моделирования. Далее описывается синтез нового алгоритма оценки МП объекта, который сочетает в себе простоту вычислений метода Банкрофта и в то же время дает единственное решение. В заключение приведен способ модификации предложенного алгоритма и проанализирована точность получаемой в результате модификации оценки. Статья заканчивается выводами по работе.

Потенциальная точность оценки МП в системе мультилатерации. Рассмотрим систему мультилатерации, которая содержит J опорных приемных станций (РНТ), пространственные координаты которых $\{x_j, y_j, z_j\}$, $j = \overline{1, J}$, в некоторой локальной трехмерной системе координат XYZ (рис. 1) известны с высокой точностью. Пусть запросчик (interrogator), которым может быть один из вторичных радиолокаторов системы УВД, излучает в момент времени t запросный сигнал. Если МП объекта соответствует радиус-вектор $\mathbf{r}_{об} = (x_{об}, y_{об}, z_{об})^T$, а МП запросчика – радиус-вектор $\mathbf{r}_i = (x_i, y_i, z_i)^T$, то приемник объ-

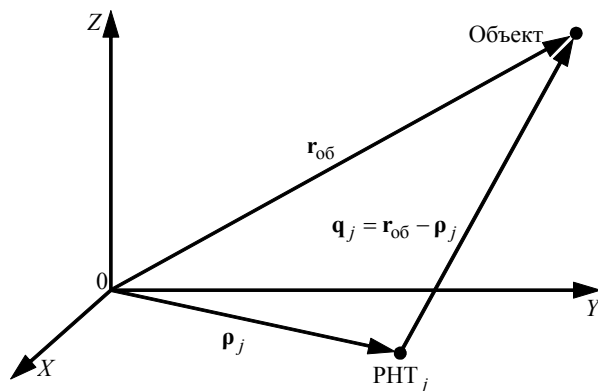


Рис. 1

екта примет запросный сигнал в момент времени $t + r/c$, где $r = \|\mathbf{r}\|$ – длина вектора $\mathbf{r} = \mathbf{r}_{об} - \mathbf{r}_i$; c – скорость света; "т" – символ транспонирования. Бортовой ответчик затрачивает на обнаружение и дешифрацию запросного сигнала операционное время $\tau_{оп}$ (обычно 3 мс), после чего излучает ответный сигнал. Этот сигнал придет в точку расположения j -го РНТ $\mathbf{r}_j = (x_j, y_j, z_j)^T$ (рис. 1) в момент времени $t + r/c + \tau_{оп} + q_j/c$, где $q_j = \|\mathbf{q}_j\|$ – длина вектора $\mathbf{q}_j = \mathbf{r}_{об} - \mathbf{r}_j$. Таким образом, при отсутствии ошибок измерения дальностей и строгом синхронизме часов опорных станций в РНТ будут вычислены псевдодальности $R_j = r + q_j + c\tau_{оп} + c\tau$, где $\tau = t - \hat{t}$ – разность хода часов запросчика и опорных станций ($\hat{t}$ – предполагаемое в системе РНТ время излучения запросного сигнала). Располагая множеством псевдодальностей $\{R_j\}$, $j = \overline{1, J}$, получим систему уравнений вида

$$q_j + b_{об} = R_j, \quad j = \overline{1, J},$$

где $b_{об} = r + c(\tau_{оп} + \tau)$. Решение этой системы относительно четырех неизвестных $x_{об}$, $y_{об}$, $z_{об}$, $b_{об}$ позволит оценить МП объекта.

В действительности измерения псевдодальностей сопровождаются ошибками, в результате которых формируется система уравнений

$$q_j + b_{об} = \hat{R}_j, \quad j = \overline{1, J}, \quad (1)$$

где $\hat{R}_j = R_j + \delta R_j + c\delta\tau_j$, причем δR_j – ошибка измерения дальности по ответному сигналу, возникающая в измерителе РНТ_j; $\delta\tau_j$ – уход внутренних часов РНТ_j относительно системного

времени. Существование указанных ошибок приводит к ошибкам оценки МП объекта.

Определим статистические характеристики этих ошибок. Пусть полный вектор ошибки оценки МП равен $(\delta \mathbf{r}_{06}^T, \delta b_{06})^T$. Тогда система уравнений (1) может быть записана в виде

$$\|\mathbf{q}_j + \delta \mathbf{r}_{06}\| + b_{06} + \delta b_{06} = R_j + \Delta R_j, \quad j = \overline{1, J},$$

где $\Delta R_j = \delta R_j + c\delta\tau_j$ – полная ошибка измерения псевдодальности. Считая, что ошибка оценки МП мала по сравнению с расстоянием q_j : $\|\delta \mathbf{r}_{06}\| \ll \|\mathbf{q}_j\|$, $j = \overline{1, J}$, получим следующую упрощенную систему:

$$\hat{\mathbf{q}}_j^T \delta \mathbf{r}_{06} + \delta b_{06} = [R_j - q_j - b_{06}] + \Delta R_j, \quad j = \overline{1, J}, \quad (2)$$

где $\hat{\mathbf{q}}_j = \mathbf{q}_j / q_j$ – единичные векторы в направлениях $\mathbf{q}_j$.

Учитывая, что $R_j = q_j + b_{06}$, $j = \overline{1, J}$, систему уравнений (2) можно записать в матричном виде:

$$A^T \begin{pmatrix} \delta \mathbf{r}_{06} \\ \delta b_{06} \end{pmatrix} = \Delta \mathbf{R}, \quad (3)$$

где $A = \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{q}}_1 & \dots & \hat{\mathbf{q}}_J \\ 1 & \dots & 1 \end{pmatrix}$ – матрица с размерами $4 \times J$; $\Delta \mathbf{R} = \{\Delta R_j\}$, $j = \overline{1, J}$, – вектор длины J .

Умножив правую и левую части уравнения (3) на соответствующие им транспонированные величины, после усреднения по случайным переменным получим

$$A^T C A = C_{\mathbf{R}},$$

где

$$C = \left\langle \begin{pmatrix} \delta \mathbf{r}_{06}^T & \delta b_{06} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta \mathbf{r}_{06} \\ \delta b_{06} \end{pmatrix} \right\rangle$$

– корреляционная матрица ошибок оценки МП; $C_{\mathbf{R}} = \langle \delta \mathbf{R} \cdot \delta \mathbf{R}^T \rangle$ – корреляционная матрица оценок псевдодальностей; $\langle \cdot \rangle$ – символ статистического усреднения. Тогда

$$C = (A A^T)^{-1} A C_{\mathbf{R}} A^T (A A^T)^{-1}.$$

Если считать ошибки измерения псевдодальностей статистически независимыми и одинаково распределенными случайными величинами, то

$C_{\mathbf{R}} = (\sigma_R^2 + c^2 \sigma_\tau^2) I$, где σ_R , σ_τ – среднеквадратические отклонения ошибок оценивания дальностей и часов РНТ соответственно; I – единичная матрица. Окончательно получим следующее уравнение для корреляционной матрицы ошибок оценки МП объекта:

$$C = (\sigma_R^2 + c^2 \sigma_\tau^2) (A A^T)^{-1}. \quad (4)$$

Поскольку для вывода (4) использовался метод малого параметра, то, как показано в [18], полученное выражение является нижней границей Крамера–Рао для корреляционной матрицы ошибок.

Хотя использованный метод расчета границы Крамера–Рао дает верный результат, с помощью (4) сложно получить аналитические выражения для элементов корреляционной матрицы ошибок. Поэтому при необходимости иметь эти выражения можно использовать традиционный подход, связанный с вычислением информационной матрицы Фишера F . Несложно показать, что элементы матрицы Фишера при сделанных допущениях о статистике ошибок определяются следующим образом:

$$F_{11} = \frac{J'}{\sigma_R^2} \left[\frac{1}{J'} \sum_j \left(\frac{x_{06} - x_j}{q_j} \right)^2 - \left(\frac{1}{J'} \sum_j \frac{x_{06} - x_j}{q_j} \right)^2 \right];$$

$$F_{12} = \frac{J'}{\sigma_R^2} \left[\frac{1}{J'} \sum_j \left(\frac{x_{06} - x_j}{q_j} \right) \left(\frac{y_{06} - y_j}{q_j} \right) - \left(\frac{1}{J'} \sum_j \frac{x_{06} - x_j}{q_j} \right) \left(\frac{1}{J'} \sum_j \frac{y_{06} - y_j}{q_j} \right) \right];$$

$$F_{13} = \frac{J' - J}{J' \sigma_R^2} \sum_j \frac{x_{06} - x_j}{q_j};$$

$$F_{22} = \frac{J'}{\sigma_R^2} \left[\frac{1}{J'} \sum_j \left(\frac{y_{06} - y_j}{q_j} \right)^2 - \left(\frac{1}{J'} \sum_j \frac{y_{06} - y_j}{q_j} \right)^2 \right];$$

$$F_{23} = \frac{J' - J}{J' \sigma_R^2} \sum_j \frac{y_{06} - y_j}{q_j};$$

$$F_{33} = \frac{J(J' - J)}{(J')^2 \sigma_R^2},$$

где $J' = J + [\sigma_R / (c\sigma_\tau)]^2$.

Алгоритм Банкрофта оценки МП объекта.
Перепишем систему уравнений (1) в виде

$$\|\mathbf{r}_{06} - \mathbf{p}_j\| + b_{06} = \hat{R}_j, \quad j = \overline{1, J}, \quad (1)$$

где $\hat{R}_j$ – оценка псевдодальности. В системе (5) неизвестными являются радиус-вектор МП объекта $\mathbf{r}_{об} = (x_{об}, y_{об}, z_{об})^T$ и параметр $b_{об}$.

Перенеся $b_{об}$ в правую часть уравнений (5) и возведя в квадрат обе части, систему представим в виде

$$2(\mathbf{p}_j^T \mathbf{r}_{об}) - 2\hat{R}_j b_{об} = (\|\mathbf{r}\|^2 - b_{об}^2) + \|\mathbf{p}_j\|^2 - \hat{R}_j^2, j = \overline{1, J}. \quad (6)$$

Введем обозначения:

$$\begin{aligned} \mathbf{z} &= (\mathbf{r}_{об}^T \quad b_{об})^T; \quad \mathbf{\beta}_j = (\mathbf{p}_j^T \quad -\hat{R}_j)^T; \\ \mathbf{B}^T &= (\mathbf{\beta}_1 \quad \dots \quad \mathbf{\beta}_J); \quad \lambda = (1/2)\langle \mathbf{z}, \mathbf{z} \rangle; \\ \mathbf{b} &= (1/2)(\langle \mathbf{\beta}_1, \mathbf{\beta}_1 \rangle \quad \dots \quad \langle \mathbf{\beta}_J, \mathbf{\beta}_J \rangle)^T; \\ \mathbf{e} &= (1 \quad \dots \quad 1)^T, \end{aligned}$$

где

$$\langle \mathbf{z}, \mathbf{z} \rangle = \|\mathbf{r}_{об}\|^2 - b_{об}^2, \quad \langle \mathbf{\beta}_j, \mathbf{\beta}_j \rangle = \|\mathbf{p}_j\|^2 - \hat{R}_j^2$$

– скалярные произведения Лоренца [13]. Для векторов $\mathbf{u} = (u_x \quad u_y \quad u_z \quad ct_u)^T$ и $\mathbf{v} = (v_x \quad v_y \quad v_z \quad ct_v)^T$, имеющих действительные члены, это произведение определяется как

$$\langle \mathbf{u}, \mathbf{v} \rangle = u_x v_x + u_y v_y + u_z v_z - c^2 t_u t_v.$$

С учетом введенных обозначений перепишем (6) в матричном виде:

$$\mathbf{Bz} = \lambda \mathbf{e} + \mathbf{b}. \quad (7)$$

Уравнение (7) связывает неизвестный вектор $\mathbf{z}$ и скалярный параметр $\lambda = (1/2)\langle \mathbf{z}, \mathbf{z} \rangle$, поэтому вектор $\mathbf{z}$ является суммой двух векторов:

$$\mathbf{z} = \lambda \mathbf{B}^\# \mathbf{e} + \mathbf{B}^\# \mathbf{b} = \lambda \mathbf{c} + \mathbf{d}, \quad (8)$$

где $\mathbf{B}^\# = (\mathbf{B}^T \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^T$ – левая псевдообратная матрица матрицы $\mathbf{B}$; $\mathbf{c} = \mathbf{B}^\# \mathbf{e}$; $\mathbf{d} = \mathbf{B}^\# \mathbf{b}$. Учитывая, что $\langle \mathbf{z}, \mathbf{z} \rangle = 2\lambda$, из (8) получим квадратное уравнение для λ :

$$\langle \mathbf{c}, \mathbf{c} \rangle \lambda^2 + 2[\langle \mathbf{c}, \mathbf{d} \rangle - 1]\lambda + \langle \mathbf{d}, \mathbf{d} \rangle = 0,$$

которое имеет 2 корня

$$\lambda_{1,2} = -\frac{[\langle \mathbf{c}, \mathbf{d} \rangle - 1]}{\langle \mathbf{c}, \mathbf{c} \rangle} \pm \frac{\sqrt{[\langle \mathbf{c}, \mathbf{d} \rangle - 1]^2 - \langle \mathbf{c}, \mathbf{c} \rangle \langle \mathbf{d}, \mathbf{d} \rangle}}{\langle \mathbf{c}, \mathbf{c} \rangle},$$

один из которых соответствует истинному решению системы, а второй – ложному. Корень, соответствующий истинному решению, можно выбрать на основании обратной подстановки λ_1 и λ_2 в систему (7). Таким образом, задача по определению МП объекта решена.

Описанный алгоритм решения впервые предложен С. Банкрофтом для оценки МП объектов в спутниковых навигационных системах [13]. Алгоритм прост для реализации, так как главной сложностью является вычисление псевдообратной матрицы и определение истинного решения.

Оценим точностные характеристики алгоритма и сравним их с потенциально достижимой точностью, определенной ранее. Прodelать эти вычисления аналитически вряд ли возможно, поэтому воспользуемся методом математического моделирования. В ходе работы над статьей был сделан машинный эксперимент на следующей модели. Десять ($J = 10$) РНТ случайным образом располагались на окружности диаметром 10 км. В центре окружности помещался запросчик. Объект случайным образом размещался внутри окружности. Расстояния измерялись с ошибками, статистические характеристики которых соответствовали $\sigma_R = 10$ м и $\sigma_\tau = 5$ нс. Результаты оценки МП по $K = 1000$ испытаний приведены на рис. 2. Здесь же штрихпунктирной линией представлен эллипс ошибок (ЭО), построенный по результатам оценки корреляционной матрицы ошибок и соответствующий вероятности попадания отметки объекта вовнутрь эллипса $P = 0.99$. Штриховой кривой показан аналогичный эллипс для потенциальной точности оценки, построенный на основании (4).

Представленные на рис. 2 результаты свидетельствуют о том, что в целом алгоритм Банкрофта позволяет решить задачу оценки МП объекта. Однако точность полученной оценки несколько ниже потенциально достижимой.

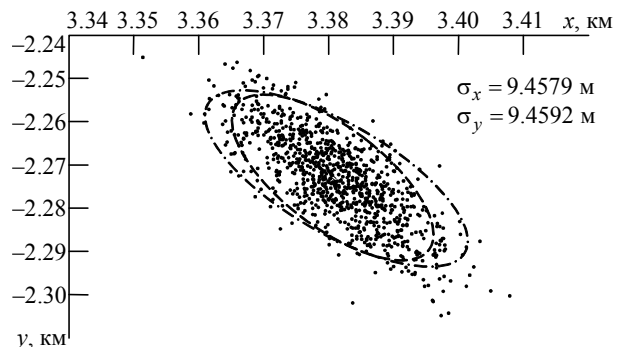


Рис. 2

Суммарно-разностный алгоритм. Вернемся к системе уравнений (2). Вычтем и сложим уравнения с номерами $j = \overline{2, J}$ с первым уравнением системы:

$$\begin{cases} \|\mathbf{r}_{06} - \mathbf{p}_j\| - \|\mathbf{r}_{06} - \mathbf{p}_1\| = \hat{R}_j - \hat{R}_1, \\ \|\mathbf{r}_{06} - \mathbf{p}_j\| + \|\mathbf{r}_{06} - \mathbf{p}_1\| = \hat{R}_j + \hat{R}_1 - 2b_{06}, \end{cases} \quad (9)$$

$$j = \overline{2, J}.$$

После перемножения уравнений получим систему

$$\|\mathbf{r}_{06} - \mathbf{p}_j\|^2 - \|\mathbf{r}_{06} - \mathbf{p}_1\|^2 = (\hat{R}_j - \hat{R}_1)(\hat{R}_j + \hat{R}_1 - 2b_{06}), \quad j = \overline{2, J}. \quad (10)$$

Система (10) является основанием для синтеза предлагаемого алгоритма. Поскольку в основе системы (10) лежат уравнения (9), назовем предлагаемый алгоритм суммарно-разностным (СР). Учитывая, что

$$\|\mathbf{r}_{06} - \mathbf{p}_j\|^2 = \|\mathbf{r}_{06}\|^2 - 2(\mathbf{p}_j^T \mathbf{r}_{06}) + \|\mathbf{p}_j\|^2, \quad j = \overline{2, J},$$

система (10) может быть записана в виде

$$\begin{aligned} & (\mathbf{p}_j - \mathbf{p}_1)^T \mathbf{r}_{06} - (\hat{R}_j - \hat{R}_1)b_{06} - \\ & = \frac{1}{2}(\|\mathbf{p}_j\|^2 - \hat{R}_j^2) - \frac{1}{2}(\|\mathbf{p}_1\|^2 - \hat{R}_1^2), \end{aligned} \quad (11)$$

$$j = \overline{2, J}.$$

Система уравнений (11) линейна относительно вектора $\mathbf{z}_{06} = (\mathbf{r}_{06}^T \quad b_{06})^T$:

$$G\mathbf{z}_{06} = \mathbf{g},$$

где

$$G^T = (\gamma_2 \quad \dots \quad \gamma_J);$$

$$\mathbf{g} = \frac{1}{2}(\langle \beta_2, \beta_2 \rangle - \langle \beta_1, \beta_1 \rangle \quad \dots \quad \langle \beta_J, \beta_J \rangle - \langle \beta_1, \beta_1 \rangle)^T,$$

причем

$$\gamma_j = ([\mathbf{p}_j - \mathbf{p}_1]^T - [\hat{R}_j - \hat{R}_1])^T;$$

$$\langle \beta_j, \beta_j \rangle = \|\mathbf{p}_j\|^2 - \hat{R}_j^2$$

– скалярные произведения Лоренца.

Решение системы (11) имеет вид

$$\mathbf{z}_{06} = G^\# \mathbf{g}, \quad (12)$$

где $G^\#$ – левая псевдообратная матрица матрицы G . В отличие от алгоритма Банкрофта решение (12) единственно.

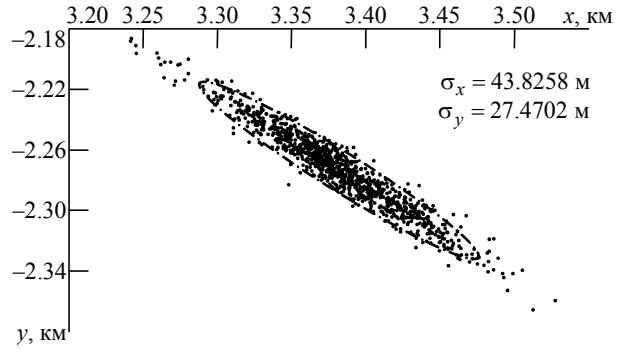


Рис. 3

Анализ СР-алгоритма производился математическим моделированием. Модель для математического эксперимента была той же, что и при исследовании точности оценок алгоритма Банкрофта. Результаты эксперимента приведены на рис. 3.

Видно, что полученная оценка значительно уступает по точности алгоритму Банкрофта, поэтому без улучшения качества оценивания этот алгоритм не может быть рекомендован к использованию. Однако существует способ модификации СР-алгоритма, который позволяет получить оценку МП с точностью, равной точности оценки по алгоритму Банкрофта.

Модификация СР-алгоритма. Несмотря на сравнительно большую ошибку, СР-алгоритм может быть использован для грубого оценивания МП объекта. Для уточнения оценки можно использовать метод малого параметра (метод возмущений). Этим малым параметром будет оценка вектора ошибки $\delta \mathbf{r}_{06} = \mathbf{r}_{06} - \hat{\mathbf{r}}_{\text{СР}}$, где $\hat{\mathbf{r}}_{\text{СР}}$ – СР-оценка. В этом и состоит смысл предлагаемой модификации.

Вернемся к системе уравнений (2), которую перепишем в виде

$$(\hat{\mathbf{q}}_j^T \delta \mathbf{r}_{06}) + \delta b_{06} = \Delta \hat{R}_j, \quad j = \overline{1, J},$$

где $\hat{\mathbf{q}}_j$ – орты; $\Delta \hat{R}_j$ – оценки ошибок измерения псевдодальности, которые могут быть оценены, используя оценку $\|\hat{\mathbf{r}}_{\text{СР}}\|$, полученную СР-алгоритмом:

$$\hat{\mathbf{q}}_j = (\hat{\mathbf{r}}_{\text{СР}} - \mathbf{p}_j) / \|\hat{\mathbf{r}}_{\text{СР}} - \mathbf{p}_j\|, \quad j = \overline{1, J};$$

$$\Delta \hat{R}_j = \hat{R}_j - \hat{R}_{j\text{СР}} = \hat{R}_j - (\|\hat{\mathbf{r}}_{\text{СР}} - \mathbf{p}_j\| + b_{\text{СР}}), \quad j = \overline{1, J}.$$

Тогда методом наименьших квадратов получим

следующую оценку вектора $\delta \mathbf{z}_{06} = (\delta \mathbf{r}_{06}^T \quad \delta b_{06})^T$:

$$\delta \hat{\mathbf{z}}_{06} = Q^\# \Delta \hat{\mathbf{R}},$$

где $Q^\# = (Q^T Q)^{-1} Q^T$ – левая псевдообратная матрица матрицы $Q = \begin{pmatrix} \hat{q}_1 & \dots & \hat{q}_J \\ 1 & \dots & 1 \end{pmatrix}$.

Окончательное решение получается в результате суммирования:

$$\hat{\mathbf{r}}_{об} = \hat{\mathbf{r}}_{СР} + \delta \hat{\mathbf{r}}_{об}.$$

Полученная оценка может быть использована как следующее приближение к решению, т. е. предлагаемый алгоритм является итерационным.

На рис. 4 приведены результаты математического эксперимента с использованием рассмотренной модификации. Моделирование проведено на модели, использованной при анализе алгоритма Банкрофта и СР-алгоритмов. Моделирование показало, что дополнительные итерации положительно сказываются на точности оценивания, но с каждой итерацией выигрыш уменьшается, поэтому количество итераций было выбрано равным $M = 2$. Штрихпунктирная линия соответствует эллипсу ошибок, построенному по результатам оценки корреляционной матрицы ошибок. Рисунок доказывает правомерность предлагаемой модификации: результаты отдельных оценок оказались в ЭО, размер которого примерно равен размеру ЭО алгоритма Банкрофта. Цена, которую приходится платить за модификацию СР-алгоритма, невелика. Усложнение заключается в необходимости вычислить псевдообратную матрицу $Q^\#$. В то же время среднеквадратическое отклонение (СКО) оценок уменьшается в 3–4 ра-

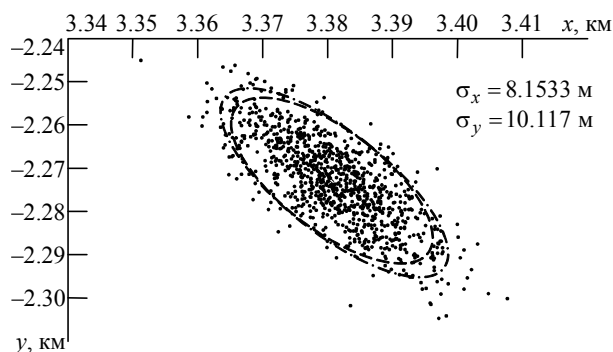


Рис. 4

за. Так, в рассмотренном машинном эксперименте СКО ошибок от значений $\sigma_x \approx 44$ м, $\sigma_y \approx 27.5$ м уменьшилось до значений 8/21 и 10.1 м соответственно.

Выводы. В системах мультilaterации для оценки МП объектов используется алгоритм Банкрофта. Этот алгоритм позволяет прямым способом получить оценку МП и не требует значительных вычислительных затрат. Это выгодно отличает его от алгоритмов, работающих на основе решения оптимизационных задач. Результаты математического моделирования показывают, что точность получаемых с помощью алгоритма оценок близка к потенциально достижимой. Однако реализация алгоритма требует процедуры разрешения неоднозначности. В статье предложен новый алгоритм оценки МП объектов, который имеет одинаковую с алгоритмом Банкрофта точность, и в то же время получаемые оценки являются однозначными. Оба алгоритма имеют примерно одинаковую вычислительную сложность.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. URL: <https://en.wikipedia.org/wiki/Trilateration> (дата обращения 12.08.2018).
2. Multilateration (MLAT) Concept of Use. Edition. 1.0–September 2007. ICAO Asia and Pacific Office. URL: https://www.icao.int/APAC/Documents/edocs/mlat_concept.pdf (дата обращения 12.08.2018).
3. Torrieri D. J. Statistical theory of passive location systems // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 1984. Vol. AES-20, № 3. P. 183–198. doi: 10.1109/TAES.1984.310439.
4. Localization algorithms for multilateration (MLAT) systems in airport surface surveillance / I. A. Mantilla-Gaviria, M. Leonardi, G. Galati, J. V. Balbastre-Tejedor // Signal, Image and Video Processing. 2015. Vol. 9, iss. 7. P. 1549–1558. doi: 10.1007/s11760-013-0608-1.
5. Foy W. H. Position-location solutions by Taylor series estimation // IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems. 1976. Vol. AES-12, № 3. P. 187–194. doi: 10.1109/TAES.1976.308294.
6. Efficient location strategy for airport surveillance using mode-s multilateration systems / I. A. Mantilla-Gaviria, M. Leonardi, G. Galati, J. V. Balbastre-Tejedor, E. D. L. Reyes // Intern. J. of Microwave and Wireless Technologies. 2012. Vol. 4, iss. 2. P. 209–216. doi: 10.1017/S1759078712000104.
7. On the application of singular value decomposition and Tikhonov regularization to ill-posed problems in hyperbolic passive location / I. A. Mantilla-Gaviria, M. Leonardi, J. V. Balbastre-Tejedor, E. D. L. Reyes // Mathematical and Computer Modelling. 2013. Vol. 57, № 7–8. P. 1999–2006. doi: 10.1016/j.mcm.2012.03.004.
8. Smith J. O., Abel J. S. The spherical interpolation method of source localization // IEEE J. of Oceanic Engineering. 1987. Vol. OE-12, № 1. P. 246–252. doi: 10.1109/JOE.1987.1145217.
9. Friedlander B. A passive algorithm and its accuracy analysis // IEEE J. of Oceanic Engineering. 1987. Vol. OE-12, № 1. P. 234–245. doi: 10.1109/JOE.1987.1145216.

10. Schau H. C., Robinson A. Z. Passive source localization employing intersecting spherical surfaces from time-of-arrival differences // IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing. 1987. Vol. ASSP-35, № 8. P. 1223–1225. doi: 0.1109/TASSP.1987.1165266.

11. Chan Y. T., Ho K. C. A simple and efficient estimator for hyperbolic location // IEEE Trans. Signal Processing. 1994. Vol. SP-42, № 8. P. 1905–1915. doi: 10.1109/78.301830.

12. Geyer M., Daskalakis A. Solving passive multilateration equations using Bancroft's algorithm // 17th DASC. AIAA/IEEE/SAE. Digital Avionics Systems Conf., Bellevue, 31 Oct.–7 Nov. 1998, WA, USA, Proc. Piscataway: IEEE, 1998. Vol. 2. P. F41/41-F41/48. doi: 10.1007/s11760-013-0608.

13. Bancroft S. An Algebraic Solution of the GPS Aerospace and Electronic Systems // IEEE Trans. Aerospace & Electronic Systems. 1985. Vol. AES-21, № 11. P. 56–59. doi: 10.1109/TAES.1985.310538.

Статья поступила в редакцию 05 июля 2018 г.

Монаков Андрей Алексеевич – доктор технических наук (2000), профессор (2005) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Почетный машиностроитель РФ (2005), почетный работник высшего профессионального образования РФ (2006). Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; радиолокация; исследование природных сред радиотехническими методами; управление воздушным движением. E-mail: a_monakov@mail.ru

REFERENCES

1. Available at: <https://en.wikipedia.org/wiki/Trilateration> (accessed: 02.09.2018).

2. "Multilateration (MLAT) Concept of Use", Edition 1, ICAO Asia and Pacific Office, September 2007. Available at: https://www.icao.int/APAC/Documents/edocs/mlat_concept.pdf (accessed: 12.08.2018).

3. Torrieri D. J. Statistical Theory of Passive Location Systems. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 1984, vol. AES-20, no. 3, pp. 183–198. doi:10.1109/TAES.1984.310439.

4. Mantilla-Gaviria I. A., Leonardi M., Galati G., Balbastre-Tejedor J. V. Localization Algorithms for Multilateration (MLAT) Systems in Airport Surface Surveillance. Signal, Image and Video Processing. 2015, vol. 9, no. 7, pp. 1549–1558. doi: 10.1007/s11760-013-0608-1.

5. Foy W. H. Position-Location Solutions by Taylor Series Estimation. IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems. 1976, vol. AES-12, no. 3, pp. 187–194. doi: 10.1109/TAES.1976.308294.

6. Mantilla-Gaviria I. A., Leonardi M., Galati G., Balbastre-Tejedor J. V., Reyes E. D. L. Efficient Location Strategy for Airport Surveillance Using Mode-S Multilateration Systems. Intern. J. of Microwave and Wireless Technologies. 2012, vol. 4, no. 2, pp. 209–216. doi: 10.1017/S1759078712000104.

7. Mantilla-Gaviria I. A., Leonardi M., Balbastre-Tejedor J. V., Reyes E. D. L. On The Application of Singular Value Decomposition and Tikhonov Regularization to Ill-Posed Problems in Hyperbolic Passive Location. Mathe-

14. Bakhoun E. G. Closed-Form Solution of Hyperbolic Geolocation Equations // IEEE Trans. Aerospace and Electronics Systems. 2006. Vol. AES-42, № 10. P. 1396–1404. doi: 10.1109/TAES.2006.314580.

15. Leonardi M., Mathias A., Galati G. Two Efficient Localization Algorithms for Multilateration // Intern. J. of Microwave and Wireless Technologies. 2009. Vol. 1, № 3. P. 223–229. doi: 10.1017/S1759078709000245.

16. Монаков А. А. Алгоритм оценки местоположения объекта в активных системах мультilaterации // XXIV Междунар. науч.-техн. конф. "Радиолокация, навигация, связь", Воронеж, 17–19 апр. 2018 г. / АО «Концерн "Созвездие"», Воронеж, 2018. Т. 3. С. 134–142.

17. Монаков А. А. Модифицированный алгоритм Банкрофта для систем мультilaterации // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 1. С. 50–55.

18. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 320 с.

matematical and Computer Modelling. 2013, vol. 57, no. 7–8, pp. 1999–2006. doi:10.1016/j.mcm.2012.03.004.

8. Smith J. O., Abel J. S. The Spherical Interpolation Method of Source Localization. IEEE J. of Oceanic Engineering. 1987, vol. OE-12, no. 1, pp. 246–252. doi: 10.1109/JOE.1987.1145217.

9. Friedlander B. A Passive Algorithm and Its Accuracy Analysis. IEEE J. of Oceanic Engineering. 1987, vol. OE-12, no. 1, pp. 234–245. doi: 10.1109/JOE.1987.1145216.

10. Schau H. C., Robinson A. Z. Passive Source Localization Employing Intersecting Spherical Surfaces From Time-of-Arrival Differences. IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing. 1987, vol. ASSP-35, no. 8, pp. 1223–1225. doi: 0.1109/TASSP.1987.1165266.

11. Chan Y. T., Ho K. C. A Simple and Efficient Estimator for Hyperbolic Location. IEEE Trans. Signal Processing. 1994, vol. SP-42, no. 8, pp. 1905–1915. doi: 10.1109/78.301830.

12. Geyer M., Daskalakis A. Solving Passive Multilateration Equations Using Bancroft's Algorithm. 17th DASC. AIAA/IEEE/SAE. Digital Avionics Systems Conf., Bellevue, 31 Oct.–7 Nov. 1998, WA, USA, Proc. Piscataway: IEEE, 1998, vol. 2, pp. F41/41-F41/48. doi: 10.1007/s11760-013-0608.

13. Bancroft S. An Algebraic Solution of the GPS Aerospace and Electronic Systems. IEEE Trans. Aerospace & Electronic Systems. 1985, vol. AES-21, no. 11, pp. 56–59. doi: 10.1109/TAES.1985.310538.

14. Bakhoun E. G. Closed-Form Solution of Hyperbolic Geolocation Equations. *IEEE Trans. Aerospace and Electronics Systems*. 2006, vol. AES-42, no. 10, pp. 1396–1404. doi: 10.1109/TAES.2006.314580.

15. Leonardi M., Mathias A., Galati G. Two Efficient Localization Algorithms for Multilateration. *Intern. J. of Microwave and Wireless Technologies*. 2009, vol. 1, no. 3, pp. 223–229. doi: 10.1017/S1759078709000245.

16. Monakov A. A. Position Estimation Algorithm For Active Multilateration Systems. *XXIV mezhdunarodnaya nauchno tekhnicheskaya konferenciya Radiolocaciya, Navigaciya, Svyaz* [XXIV Intern. Scient. Conf. "Radiolocation, Navigation, Communication"]. 2018, vol. 3, pp. 134–142. (in Russian)

17. Monakov A. A. Modified Bancroft Algorithm for Multilateration System. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, no. 1, pp. 50–55. (in Russian)

18. Tikhonov V. K. *Optimal'nyi priem signalov* [Optimal Receiving of Signals]. Moscow, *Radio i Svyaz'*, 1983. (in Russian)

Received July, 05, 2018

Andrey A. Monakov – D.Sc. in Engineering (2000), Professor (2005) of the Department of radio equipment systems of the Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Honorable Mechanical Engineer of the Russian Federation (2005), Honorable Worker of Higher Professional Education of the Russian Federation (2006). The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing; radar theory; microwave remote sensing; air traffic control.

E-mail: a_monakov@mail.ru



DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-47-56

УДК 538.975

Г. А. Рудаков

НПК "Технологический центр"

Шокина пл., д. 1, Зеленоград, Москва, 124498, Россия

Р. З. Хафизов

ООО "ГрафИмпресс"

Стрелецкая ул., д. 6, Москва, 127018, Россия

Влияние теплового бюджета формирования кантилеверных консолей SiN_x/Al на начальные деформации тепловых сенсоров МЭМС

Аннотация. Механические свойства приборов и устройств микроэлектромеханических систем (МЭМС) во многом определяются их структурой и условиями изготовления: толщиной тонких пленок, температурой процессов их формирования, условиями осаждения и т. д. Эти условия, в частности температурные режимы осаждения и последующих термообработок, определяют остаточные напряжения в пленках и, как следствие, влияют на их начальные деформации, стабильность параметров, чувствительность и надежность. В связи с этим прогнозирование уровня остаточных напряжений и управление процессами формирования с целью их минимизации является важной частью конструктивно-технологического проектирования МЭМС.

В настоящей статье исследовано влияние термической обработки на остаточные механические напряжения пленок SiN_x , Al и структур SiN_x/Al . Показано, что растягивающие напряжения в пленках Al являются определяющими для остаточных напряжений структуры SiN_x/Al и возрастают при увеличении температуры и времени отжига. Это позволяет подобрать условия отжига и тепловой бюджет формирования структур таким образом, чтобы скомпенсировать сжимающие напряжения в слоях SiN_x и минимизировать суммарные остаточные напряжения и начальные деформации. Толщина слоев структуры SiN_x/Al слабо влияет на уровень остаточных механических напряжений, но соотношение толщин слоев SiN_x и Al является определяющим для термической деформации кантилеверной консоли.

Ключевые слова: биморфный кантилевер, структура SiN_x/Al , механические напряжения, деформации, тепловые сенсоры МЭМС

Для цитирования: Рудаков Г. А., Хафизов Р. З. Влияние теплового бюджета формирования кантилеверных консолей SiN_x/Al на начальные деформации тепловых сенсоров МЭМС // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 4. С. 47–56. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-47-56

Grigory A. Rudakov

SMC "Technological center"

1, Shokina Sq., Zelenograd, 124498, Moscow, Russia

Renat Z. Khafizov

GraphImpress Co Ltd

6, Streletskaia Str., 127018, Moscow, Russia

Initial Deformation of SiN_x/Al Cantilevers According to Thermal Budget for MEMS Sensors

Abstract. Mechanical properties of MEMS devices are specified by their structure and process parameters, such as temperature, films thickness, deposition conditions, etc. These features, in particular, the deposition temperature and post deposition treatments, determine the residual stress in the films, which affect the initial deformation, stability of parameters, sensitivity

ty and reliability. Prediction, control and minimization of residual stress are an important part of the structural and technological design of MEMS devices. The effect of post deposition thermal treatment on the residual mechanical stress of SiN_x/Al and SiN_x/Al films is studied. It is shown that the tensile stress in Al film is critical for residual mechanical stress of the SiN_x/Al structure and increases with the increase of temperature and time of post annealing. This allows to control the post annealing conditions and the process temperature budget to compensate the compressive stress in SiN_x films and to minimize the summary residual stresses and initial deformations of SiN_x/Al structure. The residual stress of the bilayer SiN_x/Al structure has little effect on the film thickness, but the ratio of SiN_x and Al thicknesses is significant for the thermal deformation of SiN_x/Al microcantilever.

Key words: bilayer cantilever, SiN_x/Al , residual stress, initial deformation, MEMS IR sensors

For citation: Rudakov G. A., Khafizov R. Z. Initial Deformation of SiN_x/Al Cantilevers According to Thermal Budget for MEMS Sensors. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 4, pp. 47–56. doi:10.32603/1993-8985-2018-21-4-47-56 (In Russian)

Введение. Технологии микроэлектромеханических систем (МЭМС), активно развиваемые в последние годы ведущими электронными фирмами, стала основой революционного прорыва в реализации целого ряда принципиально новых изделий [1]–[3]. Широкое применение в качестве защитного и функционального материала в различных приборах МЭМС, таких, как акселерометры, резонаторы, электростатические переключатели, емкостные преобразователи и др., нашел нитрид кремния [4]–[6]. Среди структурных модификаций этого материала особое место занимает нестехиометрический нитрид кремния SiN_x , используемый в чувствительных к ИК-излучению элементах МЭМС в качестве поглощающего и функционального слоев. Выбор этого материала для создания тепловых сенсоров, изготовленных по технологии МЭМС, обусловлен возможностью эффективного использования энергии ИК-излучения за счет высокого коэффициента его поглощения SiN_x в диапазоне 8...14 мкм [7], [8] и низкой теплопроводностью, обеспечивающей минимальные тепловые потери. В сочетании с алюминием слои нестехиометрического нитрида кремния образуют биморфную структуру SiN_x/Al с высокой микромеханической чувствительностью вследствие значительного различия коэффициентов термического расширения SiN_x и Al [9].

Одно из необходимых требований к материалам, входящим в структуру элементов МЭМС, состоит в том, чтобы они не давали высоких остаточных механических напряжений после проведения всех технологических операций. В тепловых микромеханических сенсорах размеры мембран, формируемых из SiN_x , могут достигать 50...100 мкм по длине и ширине при толщине 0.5...1.0 мкм, а консоли, которые поддерживают мембраны в подвешенном состоянии относительно подложки, могут иметь длину до 50 мкм при ширине не более 5 мкм и толщине не более 0.3 мкм [9]. Очевидно, что при таких больших отношениях размеров даже небольшие начальные деформации

мембран или консолей могут приводить к прилипанию к нижележащей подложке или к избыточной деформации, делающей невозможной нормальную работу прибора.

Начальные деформации этих тонкопленочных элементов, возникающие после их вывешивания в свободное состояние, зависят от двух основных факторов: внутренних механических напряжений, связанных с процессом роста пленки, и термических напряжений, определяемых тепловым бюджетом¹ технологических операций. Источником термических напряжений являются деформации формируемых слоев и подложки, вызванные различием коэффициентов термического расширения материалов. Внутренние механические напряжения обусловлены рассогласованием кристаллических решеток, рекристаллизацией и другими фазовыми изменениями материала пленки в процессе формирования сплошного слоя.

Возможность прогнозирования уровня начальных деформаций и их вероятных отклонений, вызванных особенностями технологических процессов формирования тонких слоев SiN_x , Al и их сочетания, представляет существенный интерес при проектировании приборов МЭМС, в частности многоэлементных неохлаждаемых микромеханических приемников [10]–[15], в которых пленки SiN_x используются для формирования мембран, поглощающих ИК-излучение, а структуры SiN_x/Al – для создания консолей кантилеверов, поддерживающих теплочувствительную мембрану и обеспечивающих ее смещение в пространстве при воздействии ИК-излучения. Полученная на растровом электронном микроскопе (РЭМ) фотография матрицы описанных устройств приведена на рис. 1.

Одна из проблем при формировании тонких пленок, входящих в состав микромеханических сенсоров ИК-излучения, состоит в возможных проявлении

¹ Тепловой бюджет – совокупность температуры и времени операции формирования слоя и последующих термических процессов.

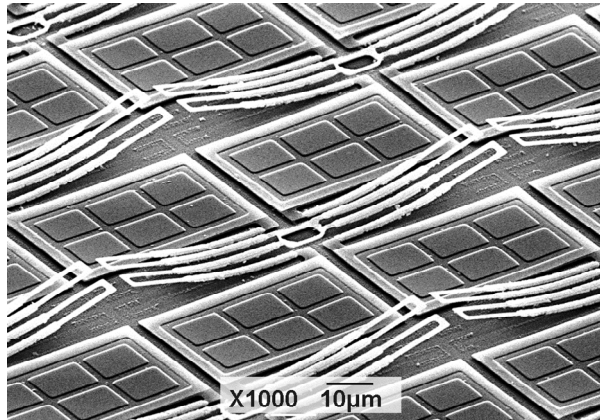


Рис. 1

ях, связанных с нестабильностью и релаксацией деформаций, которые могут возникать после изготовления мембранных структур и негативно влиять на функциональные характеристики ИК-сенсоров. Поэтому оптимизация конструкции и технологии с целью снижения отрицательных воздействий этих эффектов представляет актуальную задачу.

Настоящая статья посвящена исследованию остаточных механических напряжений пленок SiN_x , Al и структур SiN_x/Al в зависимости от условий последующей термической обработки и влияния конструктивных параметров на начальные деформации.

Подготовка структур и методы исследования.

В ходе экспериментальных исследований определялись зависимости остаточных механических напряжений в пленках SiN_x и Al от их толщины. Дополнительно исследовалось влияние теплового баланса термических обработок на значения остаточных механических напряжений в слоях нитрида кремния, алюминия и в биморфных структурах.

Эксперименты по оценке влияния толщины пленок SiN_x , Al на их остаточные механические напряжения проводились на образцах со слоями алюминия толщиной h_{Al} от 100 до 500 нм и нитрида кремния в диапазоне толщин $h_{\text{SiN}_x} = 300 \dots 1300$ нм, характерных для микромеханических приемников ИК-излучения.

Влияние термических обработок на значения остаточных механических напряжений исследовалось в температурном диапазоне $120 \dots 320$ °C на образцах с толщинами слоев нитрида кремния и алюминия 300 нм.

Слои SiN_x осаждались на чистые кремниевые пластины, а слои алюминия напылялись на пластины двух типов: с осажденным слоем SiN_x и с тонким термическим оксидом кремния, чтобы

исключить диффузию алюминия в кремний при последующей термической обработке.

В качестве исходных подложек использовались пластины монокристаллического кремния с ориентацией поверхности (100), легированного фосфором до удельного сопротивления 1.5 Ом/см, прошедшие предварительную химическую отмычку в перекисно-аммиачном растворе.

Одно из необходимых условий формирования слаботензионных пленок SiN_x состоит в использовании низкотемпературных методов их осаждения, таких, как процессы плазмостимулированного химического осаждения из газовой фазы (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition – PECVD). Частным случаем такого процесса является ICPCVD (Inductive Coupling Plasma Chemical Vapor Deposition), представляющий собой PECVD-процесс, в котором в качестве источника плазмы высокой плотности используется индуктивно связанный разряд. Это позволяет проводить осаждение слоев при температурах ниже 350 °C с уникальными характеристиками и хорошим качеством [16], [17].

В описываемых экспериментах пленки SiN_x осаждались на установке плазмохимического осаждения PlasmaLab 133 ICPCVD компании Oxford Instruments. Осаждение проводилось при следующих технологических параметрах: температура электрода 250 °C, давление в рабочей камере 1.3 Па, мощность ICP-источника 1200 Вт, соотношение расходов газов моносилана и азота ($\text{SiH}_4 : \text{N}_2$) 1:3.

Слои алюминия напылялись на установке магнетронного напыления из мишени чистотой 99.99 % при мощности 1000 Вт и давлении 0.5 Па. Непосредственно перед напылением подложки нагревались до 180 °C для дегазации адсорбированной влаги с поверхности пластин и улучшения адгезионных свойств.

Механические напряжения слоев и структур вычислялись по методу Стони, основанному на изменении радиуса кривизны пластин под действием механических напряжений [18]. Радиус кривизны пластин определялся оптическим сканированием поверхности лазерным лучом с длиной волны 780 нм на измерительной системе FSM 500TC-R. Каждый цикл измерений включал в себя 7 последовательных сканирований в двух взаимно-перпендикулярных направлениях. Встроенная в FSM 500TC-R система нагрева позволяет измерять механические напряжения непосредственно в процессе циклического нагрева и охлаждения пластин со слоями и структурами в диапазоне температур 25...500 °C.

Экспериментальные результаты. На рис. 2 и 3 приведены зависимости значений остаточных механических напряжений σ от толщины слоев SiN_x (рис. 2) и Al (рис. 3). Полученные слои SiN_x обладают сжимающими напряжениями, что соответствует отрицательным значениям на рисунках, а слои Al – растягивающими напряжениями, представленными положительными значениями. Видно, что зависимости имеют слабо выраженный тренд на уменьшение абсолютных значений механических напряжений при увеличении толщины слоев. Обычно типовые отклонения толщин слоев от заданного номинала не превышают 10 %, поэтому при проектировании МЭМ-структур в первом приближении можно не принимать во внимание флуктуации механических напряжений, обусловленных толщинами слоев SiN_x и Al.

Как было показано в ряде работ [19]–[21], применение в качестве постобработки термического отжига позволяет изменять остаточные напряжения в сформированных тонких пленках. Для оценки влияния термообработки на остаточные механические напряжения в пленках SiN_x , Al и в структурах SiN_x/Al экспериментальные образцы подвергались термическому отжигу в среде азота при температурах в диапазоне от 120 до 320 °C. Отжиг представлял собой цикл, включающий нагрев от комнатной до заданной фиксированной температуры со скоростью 10 °C/мин, удержание

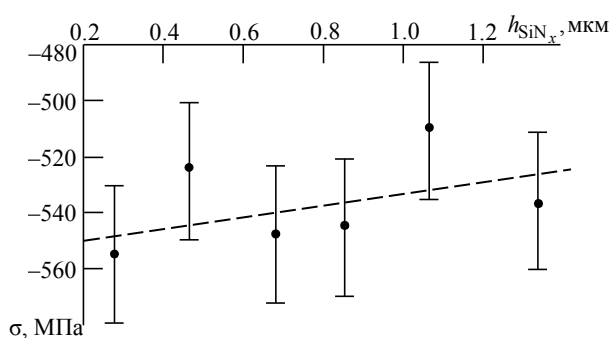


Рис. 2

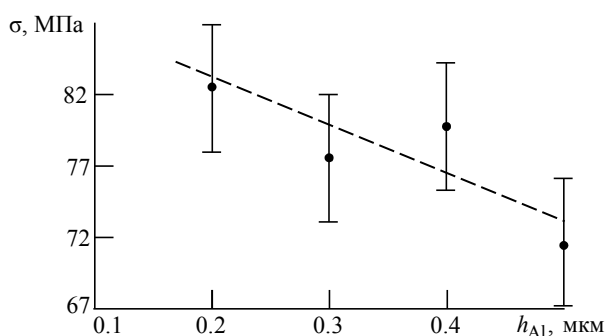


Рис. 3

при заданной температуре в течение 30 мин и охлаждение естественным путем до исходной комнатной температуры. Для каждого типа образцов проводилось 3 цикла отжига со значениями температур тридцатиминутного удержания 120, 220 и 320 °C. На каждом из этапов цикла измерялась кривизна пластин для дальнейшего расчета механических напряжений. Измерения кривизны пластин осуществлялись без прерывания цикла, непосредственно в измерительной системе FSM 500TC-R в процессе их нагрева, удержания при заданной температуре и последующего остывания.

Изменения остаточных напряжений в процессе отжига представлены на рис. 4, где серые кривые 1 отражают процессы нагрева, кривые 2 – процессы охлаждения от температуры 120 °C, кривые 3 – охлаждение от температуры 220 °C, кривые 4 – от температуры 320 °C.

Переход от нагрева к охлаждению при указанных температурах предварялся тридцатиминутной выдержкой, во время которой механические напряжения немного уменьшались. Как видно из рис. 4, увеличение температуры отжига способствует снижению остаточных механических напряжений в слое SiN_x , но после охлаждения слоев до комнатной температуры механические напряжения возвращаются к значениям, близким к исходным. Незначительная разница между остаточными механическими напряжениями при температурах ниже и выше температуры формирования слоя может означать, что основной вклад в деформации вносят именно внутренние механические напряжения, зависящие от режимов формирования слоя.

Для пленок Al наблюдается увеличение остаточных напряжений после отжига при температурах выше температуры формирования слоя Al (180 °C). Такое поведение характерно для поликристаллических слоев и вызвано рекристаллизацией структуры слоя при превышении температуры его формирования [20]–[22]. Изменения значений и знака механических напряжений при нагревании свидетельствуют о существенном вкладе термической составляющей в остаточные механические напряжения в пленке Al. Характер изменений остаточных напряжений в структуре SiN_x/Al после отжига и в процессе нагрева схож с пленкой Al, с той лишь разницей, что не меняется знак напряжений.

На рис. 5 показано изменение механических напряжений во время отжига при постоянной температуре. Видно, что при температурах, превышающих температуру напыления слоя Al (180 °C),

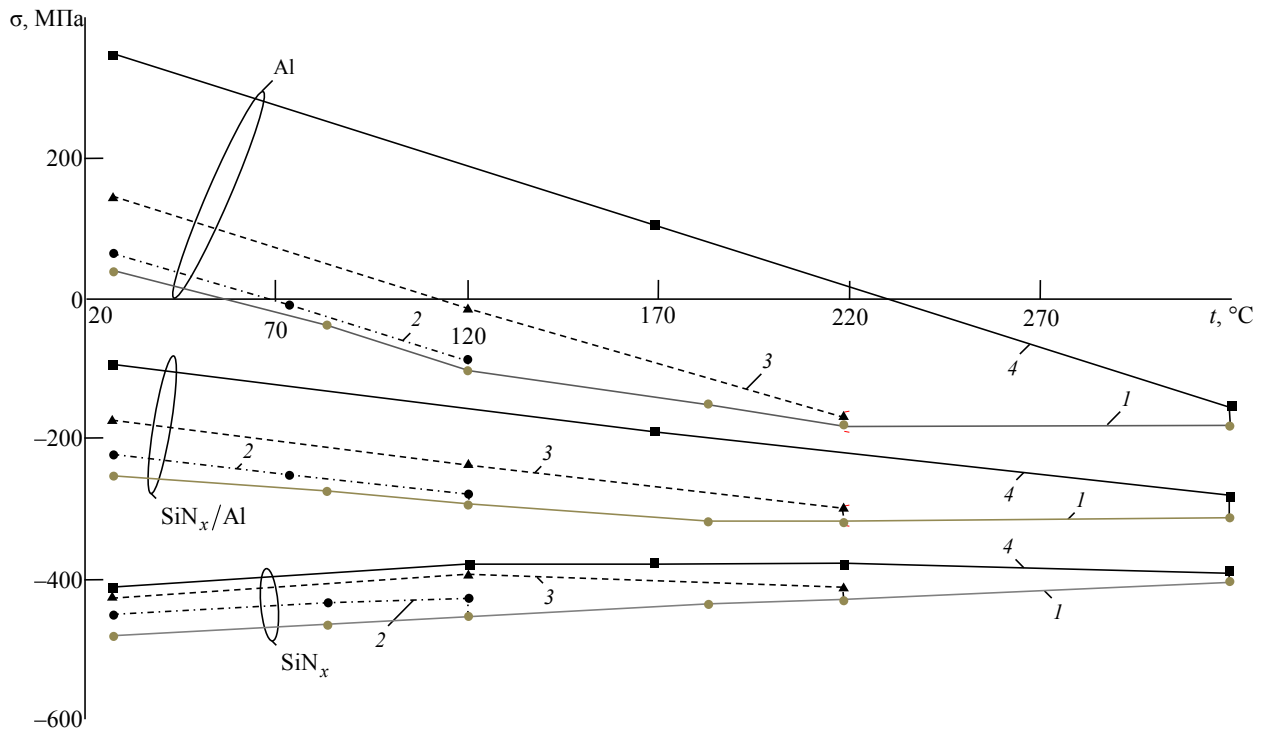


Рис. 4

с увеличением времени отжига наблюдается тенденция к уменьшению значений механических напряжений. Для структуры SiN_x/Al эта тенденция менее выражена, чем для слоя Al.

На основании данных, представленных на рис. 4 и 5, можно предположить, что определяющий вклад в конечные значения механических напряжений в структуре SiN_x/Al с ростом температуры и времени отжига вносит пленка Al.

В процессе эксплуатации микромеханических приемников ИК-излучения биморфные структуры подвергаются многократным деформациям под воздействием изменения температур в небольшом диапазоне, что, вероятно, может приводить к дрейфу значения остаточных механических напряжений биморфной структуры. Указанный дрейф структуры SiN_x/Al оценивался по их изменению при многократном термоциклировании. Один термо-

цикл включал в себя нагрев образца до 50 °C со скоростью 10 °C/мин с последующим естественным остыванием до 30 °C. Перед каждым нагревом или остыванием образцы выдерживались при заданной температуре в течение 5 мин. Значения механических напряжений структуры SiN_x/Al в процессе термоциклирования, состоящего из 10 циклов, приведены на рис. 6. Заметных изменений средних значений механических напряжений, снятых при крайних значениях температуры в процессе термоциклирования, от цикла к циклу не наблюдается. Полученные значения лежат в пределах погрешности измерений.

С помощью процесса отжига, способствующего уменьшению остаточных механических напряжений в структуре SiN_x/Al , можно обеспечить выравнивание плоскости поглощающей тепло мембраны [23]. На рис. 7 представлены РЭМ-фотографии

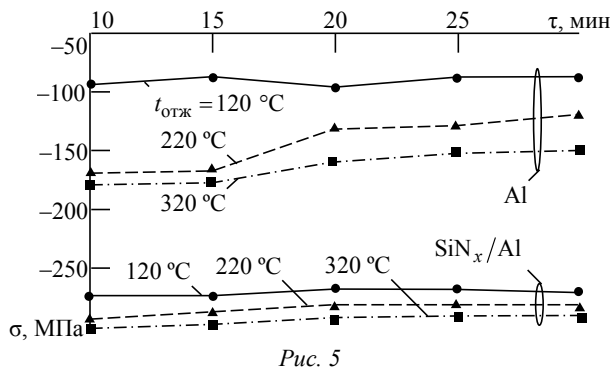


Рис. 5

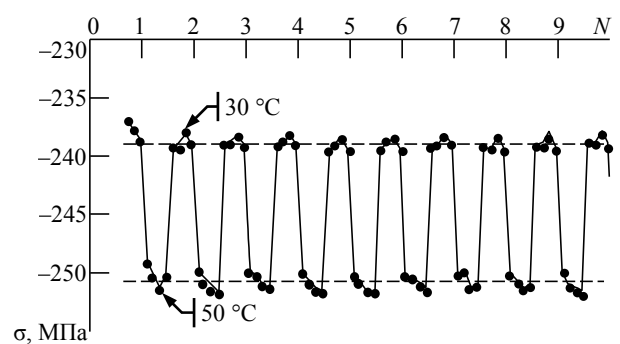


Рис. 6

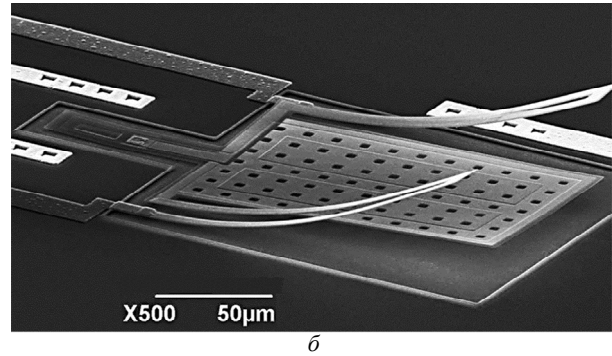
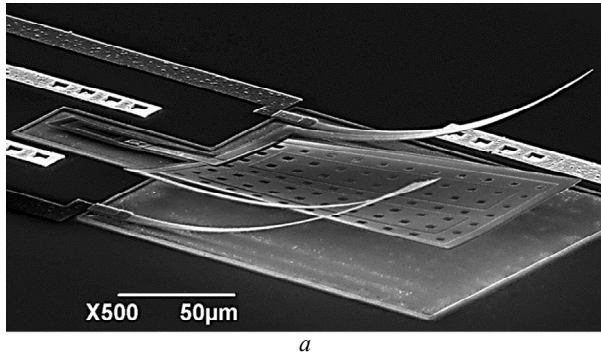


Рис. 7

термомеханического транзистора с подвешенным на кантилеверных консолях SiN_x/Al теплочувствительным затвором [24] до отжига (рис. 7, а) и после отжига в атмосфере азота при температуре 320°C в течение 30 мин (рис. 7, б).

В отличие от внутренних напряжений, на которые влияет множество неопределенных факторов, остаточные деформации многослойных тонкопленочных структур, обусловленные тепловыми механическими напряжениями, можно прогнозировать методами численного моделирования. Результаты такого моделирования оказываются важными для выявления влияния конструктивных параметров полиморфных структур (геометрических размеров, толщины пленок, их соотношения и др.) на функциональные характеристики приборов на их основе.

Для экспериментального исследования начальных деформаций в биморфных кантилеверных структурах SiN_x/Al и численной оценки их температурной составляющей разработаны и изготовлены тестовые элементы (рис. 8). Элементы представляли собой кантилеверы со структурой SiN_x/Al шириной 4 мкм и длинами в диапазоне

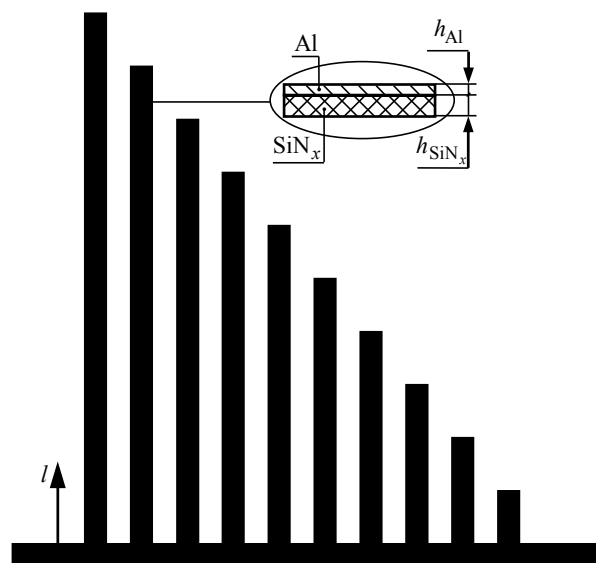


Рис. 8

от 10 до 100 мкм с шагом 10 мкм. На рис. 9 представлены результаты численного моделирования температурных деформаций биморфных кантилеверов длиной 100 мкм для различных соотношений толщин слоев (см. таблицу) и температур формирования структуры. Для упрощения было принято, что все слои структуры формировались при одной температуре. Однако учитывая экспериментальные данные, описанные ранее, можно предположить,

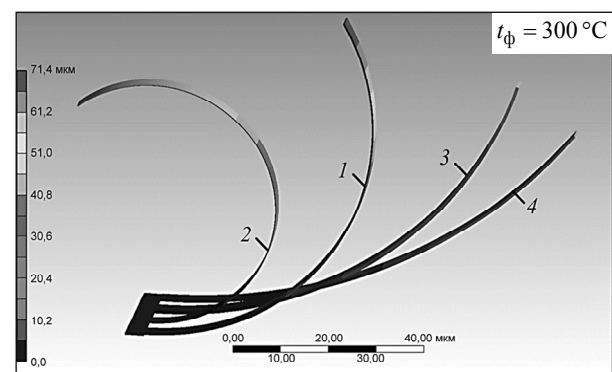
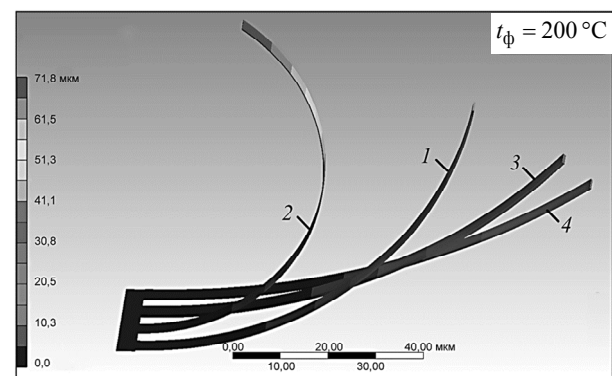
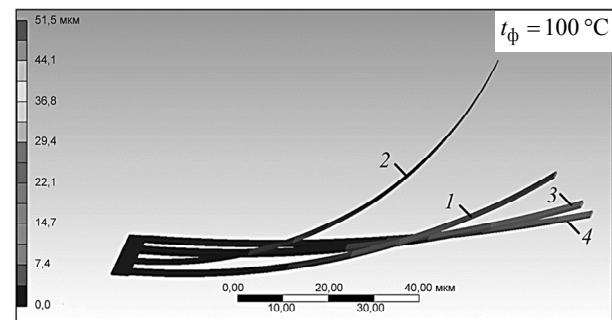


Рис. 9

Элемент	h_{SiN_x} , нм	h_{Al} , нм
1	380	300
2	118	100
3	118	300
4	380	100

что в реальной ситуации температурой формирования структуры можно считать процесс осаждения слоя Al. Результаты моделирования демонстрируют зависимость деформаций структуры от температуры формирования и соотношения толщин слоев нитрида кремния и алюминия.

На рис. 10 приведена РЭМ-фотография тестовых элементов с биматериальными кантилеверными структурами SiN_x/Al , сформированных при температурах осаждения слоев SiN_x 250 °С, Al 180 °С (обозначения элементов соответствуют рис. 9). Видно, что при указанных условиях формирования деформации тестовых консолей хорошо согласуются с деформациями, полученными при моделировании структур с температурой формирования 200 °С.

Зависимость нормального сдвига конца консоли кантилевера Δz от соотношения толщин слоев и разницы температур описывается формулой [25]

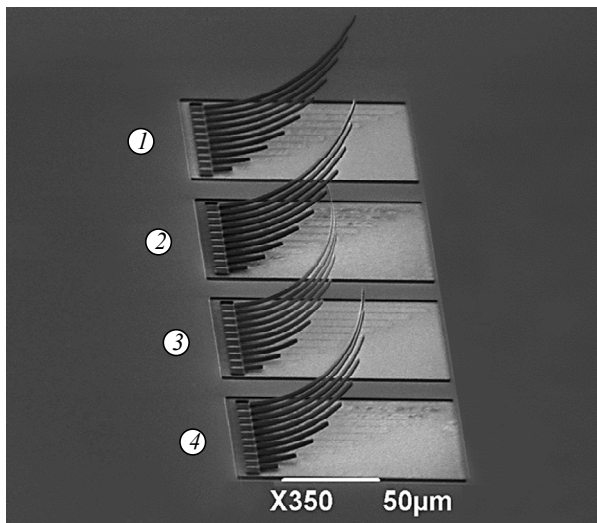


Рис. 10

$$\Delta z = 3(\alpha_1 - \alpha_2)(l/h_2)^2 f(\chi, b) \Delta t,$$

где α_1 , α_2 – коэффициенты объемного расширения слоев SiN_x и Al соответственно; l – длина кантилевера; h_2 – толщина слоя SiN_x ; $f(\chi, b)$ – нормированная функция отклика; Δt – изменение температуры.

Функция $f(\chi, b)$ имеет вид

$$f(\chi, b) = \frac{\chi + 1}{b\chi^3 + 4\chi^2 + 6\chi + 4 + 1/(b\chi)},$$

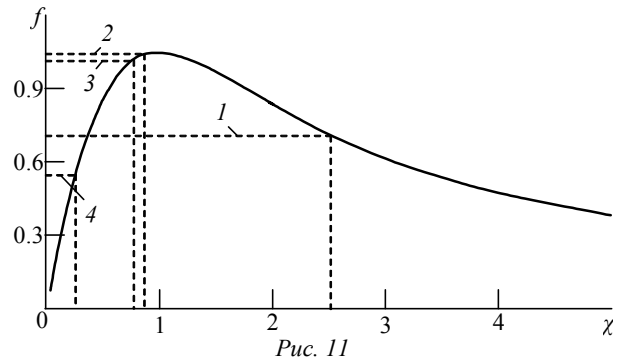


Рис. 11

где $\chi = h_1/h_2$ (h_1 – толщина слоя Al); $b = \bar{E}_1/\bar{E}_2$ – отношение модифицированных модулей упругости материалов слоев Al $\bar{E}_1$ и SiN_x $\bar{E}_2$.

Модифицированный модуль материала определяется как

$$\bar{E} = E/(1 - \nu),$$

где E , ν – модуль упругости материалов и его коэффициент Пуассона соответственно.

Зависимость функции $f(\chi, b)$ от χ для $b = 0.204$ структуры SiN_x/Al [25] представлена на рис. 11. На графике отмечены значения параметра χ , соответствующие изготовленным образцам, использованные при их моделировании. Из результатов моделирования и исследования экспериментальных образцов видно, что наибольшая термическая деформация соответствует кантилеверным консолям, обозначенным номером 2, для которых параметр χ равен ~ 0.85 . График на рис. 11 показывает, что для этих образцов функция $f(\chi, b)$ имеет значение, близкое к максимуму, при $\chi = 1.05$.

Заключение. В настоящей статье представлены результаты исследования влияния температуры формирования и теплового бюджета последующих термических операций при изготовлении биморфных структур SiN_x/Al на остаточные механические напряжения и начальные деформации. Остаточные механические напряжения структуры являются суммой внутренних напряжений, зависящих от параметров процессов осаждения, и тепловых напряжений, вызванных различием коэффициентов термического расширения материалов. Показано, что в процессе термического отжига в слое SiN_x внутренние напряжения практически не меняются. Для слоя Al наблюдается возрастание растягивающих остаточных напряжений после термического отжига при температурах, превышающих температуру формирования слоя. Температура формирования слоя Al является критичной

для начальных деформаций биморфной структуры SiN_x/Al . Вариация температуры и времени отжига позволяет получать минимальные начальные деформации кантилеверных структур.

Толщины слоев SiN_x и Al в биморфных консолях слабо влияют на остаточные механические

напряжения, что позволяет ими пренебречь при оценке начальных деформаций. Однако для значений термической деформации соотношения толщин являются определяющими факторами. Наибольшая термическая деформация соответствует консолям кантилеверов с соотношениями толщин $\text{Al}/\text{SiN}_x = 0.85$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Gaura E., Newman R. Smart MEMS and Sensor Systems. Imperial College Press, 2006. 552 p.
2. Enabling Technology for MEMS and Nanodevices / H. Baltes, O. Brand, G. K. Fedder, C. Hierold, J. G. Korvink, O. Tabata // Advanced Micro & Nanosystems. 2004. Vol. 1. Betreiber: Wiley-VCH, 2004. 430 p.
3. Hesketh P. J. BioNanoFluidic MEMS. Luxembourg: Springer, 2008. 292 p.
4. Ghodssi R., Lin P. MEMS Materials and Processes. Handbook. Luxembourg: Springer, 2008. 1188 p.
5. High sensitivity $25\mu\text{m}$ and $50\mu\text{m}$ pitch microcantilever IR imaging arrays / S. Hunter, G. Maurer, G. Simelgor, S. Radhakrishnan, J. Gray // Proc. of SPIE. 2007. Vol. 6542. P. 1–13.
6. Амеличев В. В., Ильков А. В. Конструктивно-технологический базис создания электроакустических преобразователей. Мир электроники. М.: Техносфера, 2012. 104 с.
7. Characterization of Nonstoichiometric Silicon Nitride PECVD/ALD Films for IR Micro-Detectors Arrays / G. A. Rudakov, A. A. Sigarev, V. A. Fedirko, E. A. Fetisov // 14th Int. Baltic Conference on Atomic Layer Deposition (BALD), Saint Petersburg, 2–4 Nov. 2016. Piscataway: IEEE, 2016. P. 2011–2013.
8. Thermopile IR Sensor Arrays / V. A. Fedirko, E. A. Fetisov, R. Z. Khafizov, G. A. Rudakov, A. A. Sigarev // Proc. of the Scientific-Practical Conf. "Research and Development – 2016", Moscow, Russia, 14–15 Dec. 2016. Luxembourg: Springer, 2016. P. 39–48.
9. Steffanson M., Rangelow I. W. Microthermomechanical Infrared Sensors // Opto-Electron. Rev. 2014. Vol. 22, № 1. P. 1–15.
10. Design, Fabrication, and Characterization of a 240×240 MEMS Uncooled Infrared Focal Plane Array With $42\text{-}\mu\text{m}$ Pitch Pixels / Ou Yi, Z. Li, F. Dong, D. Chen, Q. Zhang, C. Xie // J. of Microelectromechanical Systems. 2013. Vol. 22, № 2. P. 452–461.
11. Наноэлектромеханические термочувствительные элементы / Е. А. Фетисов, В. А. Федирко, Р. З. Хафизов, В. И. Золотарев, Д. А. Зенюк, Г. А. Рудаков // Сб. тр. IV Всерос. науч.-техн. конф. "Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем", Истра, 4–8 окт. 2010. М.: ИППМ РАН, 2010. С. 638–641.
12. Термомеханическая чувствительность неохлаждаемого биматериального приемника ИК-диапазона, построенного по технологии микрооптомеханических систем / Р. З. Хафизов, Е. А. Фетисов, Р. В. Лапшин, Е. П. Кириленко, В. Н. Анастасьевская, И. В. Колпаков // Успехи прикладной физики. 2013. Т. 1, № 4. С. 520–523.
13. Перспективные интегральные матричные приемники теплового излучения с оптическим считыванием / Д. Б. Рыгалин, Е. А. Фетисов, Р. З. Хафизов, В. И. Золотарев, И. А. Решетников, Г. А. Рудаков, Р. В. Лапшин, Е. П. Кириленко // Изв. вузов. Электроника. 2013. № 3(101). С. 60–63.
14. Инфракрасные фоточувствительные элементы на основе МЭМС / Е. А. Фетисов, Р. З. Хафизов, А. М. Белин, Г. А. Рудаков, В. И. Золотарев, В. А. Федирко, Д. Б. Рыгалин // Сб. тр. V Всерос. науч.-техн. конф. "Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем". М.: ИППМ РАН, 2012. С. 658–661.
15. Тепловые сенсоры на основе биморфных МЭМС для дистанционного контроля температурного распределения / И. А. Решетников, Д. Б. Рыгалин, Е. А. Фетисов, Р. З. Хафизов // Атомный проект. 2013. Вып. 16. С. 43–44.
16. Low Temperature Silicon Nitride and Silicon Dioxide Film Processing by Inductively Coupled Plasma Chemical Vapor Deposition / J. W. Lee, K. D. Mackenzie, D. Johnson, J. N. Sasserath, S. J. Pearton, F. Ren // J. Electrochem. Society. 2000. Vol. 147, № 4. P. 1481–1486.
17. Deposition of Dielectric Films with Inductively Coupled Plasma-CVD in Dependence on Pressure and Two RF-Power Sources / S. Jatta, K. Haberele, A. Klein, R. Shafranek, B. Koegel, P. Meissner // Plasma Process Polym. 2009. Vol. 6. P. 5582–5587.
18. Schwarzer N., Richter F. On the Determination of Film Stress from Substrate Bending: Stoney's Formula and Its Limits // Saxonian Institute of Surface Mechanics, TU Chemnitz, 2006. URL: <http://nbn-resolving.de/urn:nbn:de:swb:ch1-200600111> (дата обращения 09.08.2018).
19. Development of a Process Modeling for Residual Stress Assessment of Multilayer Thin Film Structure / H. J. Wang, H. A. Deng, S. Y. Chiang, Y. F. Su, K. N. Chiang // Thin Solid Films. 2015. Iss. 584. P. 146–153.
20. Rudakov G. A., Paramonov V. V., Eritsyan G. S. Role of Annealing Conditions of LPCVD Thin Silicon Films in the Changing of the Residue Stress for MEMS Application // IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus), Moscow, Russia, 29 Jan.–1 Feb. 2018. Piscataway: IEEE, 2018. P. 2011–2013.
21. Local Stress Relaxation Phenomena in Thin Aluminum Films / U. Smith, N. Kristensen, F. Ericson, J. Schweitz // J. Vac. Sci. Technol. A. 1991. Vol. 9, № 4. P. 2527–2535.
22. Thermal Cycling Fatigue and Deformation Mechanism in Aluminum Alloy Thin Films on Silicon / J. Koike, S. Utsunomiya, Y. Shimoyama, K. Maruyama, H. Oikawa // J. Mater. Res. 1998. Vol. 13, № 11. P. 3256–3264.
23. I-Kuan Lin, Yanhang Zhang, Xin Zhang. The Deformation of Microcantilever-Based Infrared Detectors During Thermal Cycling // J. Micromech. Microeng. 2008. Vol. 18, № 7. P. 1–9.

24. Пат. RU 2399064 С1. МПК G01S 5/00 (2006.01). Термочувствительный полевой прибор / В. А. Беспалов, В. И. Золотарев, Г. А. Рудаков, Д. Б. Рыгалин, В. А. Федирко, Е. А. Фетисов, Р. З. Хафизов; опубл. 10.09.2010. Бюл. № 25.

25. Федирко В. А., Зенюк Д. А. Моделирование термоотклика мультиморфных микрокантилеверов // Вестн. МГТУ "Станкин". 2009. № 4(8). С. 75–81.

Статья поступила в редакцию 02 июля 2018 г.

Рудаков Григорий Александрович – магистр техники и технологии по направлению "Электроника и микροэлектроника" (2003), начальник участка НПК "Технологический центр". Автор более 20 научных работ. Область научных интересов – технология полупроводниковых приборов и МЭМ-преобразователей; тепловые приемники изображений.

E-mail: grigory.rudakov@gmail.com

Хафизов Ренат Закирович – кандидат физико-математических наук (1977), генеральный директор ООО "ГраФИМпресс". Автор более 100 научных работ. Область научных интересов: физика полупроводниковых приборов; многоэлементные фотоприемники видимого и ИК-диапазонов, в том числе на основе МЭМ-технологий; магниточувствительные сенсоры; фотоэлектрические преобразователи энергии.

E-mail: imagelab@mail.ru

REFERENCES

1. Gaura E., Newman R. Smart MEMS and Sensor Systems. Imperial College Press, 2006, 552 p.
2. Baltes H., Brand O., Fedder G. K., Hierold C., Korvink J. G., Tabata O. Enabling Technology for MEMS and Nanodevices. Advanced Micro & Nanosystems, vol. 1, Betreiber, Wiley-VCH, 2004, 430 p.
3. Hesketh P. J. BioNanoFluidic MEMS. Luxembourg, Springer, 2008, 292 p.
4. Ghodssi R., Lin P. MEMS Materials and Processes. Handbook. Luxembourg, Springer, 2008, 1188 p.
5. Hunter S., Maurer G., Simelgor G., Radhakrishnan S., Gray J. High Sensitivity 25µm and 50µm Pitch Microcantilever IR Imaging Arrays. Proc. of SPIE. 2007, vol. 6542, pp. 1–13.
6. Amelichev V. V., Il'kov A. V. *Konstruktivno-tekhnologicheskii bazis sozdaniya elektroakusticheskikh preobrazovatelei. Mir elektroniki* [Structural and Technological Basis for Creating Electro-Acoustic Transducers. The World of Electronics]. Moscow, *Tekhnosfera*, 2012, 104 p. (In Russian)
7. Rudakov G. A., Sigarev A. A., Fedirko V. A., Fetisov E. A. Characterization of Nonstoichiometric Silicon Nitride PECVD/ALD Films for IR Micro-Detectors Arrays. 14th Int. Baltic Conference on Atomic Layer Deposition (BALD). 2–4 November 2016. Saint Petersburg. Piscataway: IEEE, 2016, pp. 2011–2013.
8. Fedirko V. A., Fetisov E. A., Khafizov R. Z., Rudakov G. A., Sigarev A. A. Thermopile IR Sensor Arrays. Proc. of the Scientific-Practical Conf. "Research and Development – 2016". 14–15 December 2016. Moscow. Russia. Luxembourg, Springer, 2016, pp. 39–48.
9. Steffanson M., Rangelow I. W. Microthermomechanical Infrared Sensors. Opto-Electron. Rev. 2014, vol. 22, no. 1, pp. 1–15.
10. Yi Ou, Li Z., Dong F., Chen D., Zhang Q., Xie C. Design, Fabrication, and Characterization of a 240 × 240 MEMS Uncooled Infrared Focal Plane Array With 42-µm Pitch Pixels. J. of Microelectromechanical Systems. 2013, vol. 22, no 2, pp. 452–461.
11. Fetisov E. A., Fedirko V. A., Khafizov R. Z., Zolotarev V. I., Zenyuk D. A., Rudakov G. A. Nanoelectromechanical Thermosensitive Elements. *Sb. tr. IV vseross. nauch.-tekhnich. konf. "Problemy razrabotki perspektivnykh mikro- i nanoelektronnykh sistem"* [IV All-Russian Scientific and

Technical Conference "Problems of Development of Advanced Micro- and Nanoelectronic Systems"]. Moscow, *IPPM RAN*, 2010, pp. 638–641. (In Russian)

12. Khafizov R. Z., Fetisov E. A., Lapshin R. V., Kirilenko E. P., Anastas'evskaya V. N., Kolpakov I. V. Thermomechanical Sensitivity of an Uncooled Bimaterial Receiver of the IR Range, Built Using the Technology of Micro-Optomechanical Systems. *Uspekhi prikladnoi fiziki* [Advances in Applied Physics]. 2013, vol. 1, no. 4, pp. 520–523. (In Russian)

13. Rygalin D. B., Fetisov E. A., Khafizov R. Z., Zolotarev V. I., Reshetnikov I. A., Rudakov G. A., Lapshin R. V., Kirilenko E. P. Perspective Integrated Matrix Heat Radiation Receivers with Optical Reading. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii. Elektronika* [Journal "Proceedings of Universities. Electronics"]. 2013, no. 3(101), pp. 60–63. (In Russian)

14. Fetisov E. A., Khafizov R. Z., Belin A. M., Rudakov G. A., Zolotarev V. I., Fedirko V. A., Rygalin D. B. *Infrakrasnye fotochuvstvitel'nye elementy na osnove MEMS. Problemy razrabotki perspektivnykh mikro- i nanoelektronnykh sistem* [Infrared Photosensitive Elements Based on MEMS. Problems of Development of Promising Micro- and Nanoelectronic Systems]. Moscow, *IPPM RAN*, 2012, pp. 658–661. (In Russian)

15. Reshetnikov I. A., Rygalin D. B., Fetisov E. A., Khafizov R. Z. Thermal Sensors Based on Bimorph MEMS for Remote Monitoring of Temperature Distribution. *Atomnyi projekt* [Atomic Project]. 2013, vol. 16, pp. 43–44. (In Russian)

16. Lee J. W., Mackenzie K. D., Johnson D., Sasserath J. N., Pearton S. J., Ren F. Low Temperature Silicon Nitride and Silicon Dioxide Film Processing by Inductively Coupled Plasma Chemical Vapor Deposition. J. Electrochem. Society. 2000, vol. 147, no. 4, pp. 1481–1486.

17. Jatta S., Haberele K., Klein A., Shafranek R., Koegel B., Meissner P. Deposition of Dielectric Films with Inductively Coupled Plasma-CVD in Dependence on Pressure and Two RF-Power Sources. Plasma Process Polym. 2009, vol. 6, pp. 5582–5587.

18. Schwarzer N., Richter F. On the Determination of Film Stress from Substrate Bending: Stoney's Formula and Its Limits. Saxonian Institute of Surface Mechanics,

TU Chemnitz, 2006. Available at: <http://nbn-resolving.de/urn:nbn:de:swb:ch1-200600111> (accessed: 09.08.2018)

19. Wang H. J., Deng H. A., Chiang S. Y., Su Y. F., Chiang K. N. Development of a Process Modeling for Residual Stress Assessment of Multilayer Thin Film Structure. *Thin Solid Films*. 2015, Iss. 584, pp. 146–153.

20. Rudakov G. A., Paramonov V. V., Eritsyayn G. S. Role of Annealing Conditions of LPCVD Thin Silicon Films in the Changing of the Residue Stress for MEMS Application. 2018 IEEE Conf of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus). Moscow, Russia, 29 Jan.–1 Feb. 2018, Piscataway: IEEE, 2018, pp. 2011–2013.

21. Smith U., Kristensen N., Ericson F., Schweitz J. Local Stress Relaxation Phenomena in Thin Aluminum Films. *J. Vac. Sci. Technol. A*. 1991, vol. 9, no 4, pp. 2527–2535.

22. Koike J., Utsunomiya S., Shimoyama Y., Maruyama K., Oikawa H. Thermal Cycling Fatigue and Deformation Mechanism in Aluminum Alloy Thin Films on Silicon. *J. Mater. Res.* 1998, vol. 13, no. 11, pp. 3256–3264.

23. I-Kuan Lin, Yanhang Zhang, Xin Zhang The Deformation of Microcantilever-Based Infrared Detectors During Thermal Cycling. *J. Micromech. Microeng.* 2008, vol. 18, no. 7, pp. 1–9.

24. Bespalov V. A., Zolotarev V. I., Rudakov G. A., Rygalin D. B., Fedirko V. A., Fetisov E. A., Khafizov R. Z. *Termochuvstvitel'nyi polevoi pribor* [Thermosensitive Field Device]. Patent RF, no. 2399064 C1. 2010. (In Russian)

25. Fedirko V. A., Zenyuk D. A. Modeling the Thermo Response of Multimorph Microcantilevers. *Vestn. MGTU "Stankin"*. 2009, no. 4(8), pp. 75–81. (In Russian)

Received July, 02, 2018

Grigory A. Rudakov – Master's Degree in Electronics and Microelectronics (2003), head of sector of SMC "Technological center". The author of more than 20 scientific publications. Area of expertise: semiconductor and MEMS technologies, thermal image detectors.

E-mail: grigory.rudakov@gmail.com

Renat Z. Khafizov – Ph.D. in Physical and Mathematical sciences (1977), General Director of LLC "GrafImpress". The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: physics of semiconductor devices (focal planes arrays of visible and IR ranges, including those based on MEMS technologies, magnet-sensitive sensors, photoelectric energy converters).

E-mail: imabelab@mail.ru



DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-57-63

УДК 621.385.032

Т. М. Крачковская, А. В. Сторублев, Г. В. Сахаджи, А. С. Емельянов
АО «НПП "Алмаз"»
ул. Панфилова, д. 1, Саратов, 410033, Россия

Исследование характеристик металлопористого катода, модифицированного наноуглеродом

Аннотация. Представлены характеристики металлопористых катодов (МПК) с добавкой наноуглеродных частиц – сульфаддукта нанокластеров углерода (Углерон®) в состав активного вещества и полиэдральных многослойных углеродных наноструктур фуллероидного типа тороидальной формы (Астралены®) в состав вольфрамовой матрицы. Катоды рассматриваются в качестве источников электронов для современных СВЧ-приборов, в частности ламп бегущей волны. Описаны результаты их ускоренных испытаний на долговечность. Приведены результаты замеров на эмиссионную способность. Приведен сравнительный рентгеноструктурный анализ эмитирующих поверхностей модифицированного и типового катодов и соответствующих им анодов. Отмечены особенности морфологии металлической матрицы МПК с добавкой углеродных наночастиц. Кроме того, исследована устойчивость модифицированных наноуглеродом катодов к работе в условиях недостаточного вакуума. Сделаны выводы о целесообразности дальнейшего изучения параметров модифицированных наноуглеродом термокатодов, таких как работа выхода электронов и скорость испарения активного вещества с Углероном®. Даны рекомендации по дальнейшему совершенствованию технологии изготовления МПК с добавкой наноуглеродных частиц.

Ключевые слова: наноуглерод, металлопористый катод, Астралены®, Углерон®, эмиссия, долговечность

Для цитирования: Исследование характеристик металлопористого катода, модифицированного наноуглеродом / Т. М. Крачковская, А. В. Сторублев, Г. В. Сахаджи, А. С. Емельянов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 4. С. 57–63. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-57-63

Tatyana M. Krachkovskaya, Anton V. Storublev, Georgy V. Sakhadji, Andrey N. Emelyanov
JSC RPE "Almaz"
1, Panfilova str., 410033, Saratov, Russia

Performance Investigation for Nanocarbon Modified Dispenser Cathode

Abstract: The article provides characteristics of dispenser cathodes with admixture of nanocarbon particles, i.e. sulfo-adduct of carbon nanoclusters (Ugleron®), into active material and polyhedral multilayer carbon nanostructures of the fulleroid type and toroidal shape (Astralenes®) into tungsten matrix. The emitters are considered as electron sources for modern microwave devices, in particular travelling wave tube. The results of their accelerated life tests. Emission capacity measurement results are provided. A comparative x-ray analysis of modified and typical cathode emitting surfaces and respective anodes is presented. The morphology features of DC metal matrix with admixture of carbon nanoparticles are mentioned. Moreover, resistance of nanocarbon modified cathodes to operation under insufficient vacuum conditions is investigated. It is concluded that the further study of nanocarbon modified thermal cathode parameters, e.g. electron work function and active substance evaporation rate with Ugleron®, is reasonable. Recommendations on further improvement of dispenser cathodes manufacturing technology with admixture of nanocarbon particles.

Keywords: nanocarbon, dispenser cathode, Astralenes®, Ugleron®, emission, durability

For citation: Krachkovskaya T. M., Storublev A. V., Sahadji G. V., Emelyanov A. N. Performance Investigation for Nanocarbon Modified Dispenser Cathode. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 4, pp. 57–63. doi:10.32603/1993-8985-2018-21-4-57-63 (In Russian)

Введение. В настоящее время существует много разновидностей углеродных нанокластеров. Это одностенные и многостенные нанотрубки, графен, пористый наноуглерод, наноалмаз, а

также фуллероиды (астралены). Многие из указанных частиц все больше используются в современных электронных устройствах, в частности в источниках электронов для СВЧ-приборов. Существует ряд применений данных структур для изготовления и улучшения параметров автоэмиссионных эмиттеров [1]–[5].

В настоящее время основным источником электронов в СВЧ-приборах, в частности лампах бегущей волны, является термокатод. В настоящей статье предложено применение углеродных наночастиц для изготовления металлопористого катода (МПК) и представлено исследование его основных характеристик. Актуальность указанной работы обусловлена необходимостью создания эмиттеров с улучшенными эмиссионными свойствами с учетом тенденций развития современных СВЧ-приборов [6].

Предполагалось, что модификация МПК наноуглеродными кластерами, учитывая их механические и электронные свойства [7]–[15], позволит улучшить характеристики источника электронов, такие как плотность токоотбора, долговечность, а также устойчивость к работе в условиях недостаточного вакуума.

Изготовление МПК с добавкой наноуглерода.

Используя традиционный путь модификации подобного катода, наноуглерод был добавлен в его состав. В [16] описана технология внедрения в МПК выбранных углеродных наночастиц, которые представляют собой сульфаддукт нанокластеров углерода – Углерон® [17] и полиэдральные многослойные углеродные наноструктуры фуллероидного типа – Астралены® [18]. На рис. 1 представлено электронное изображение порошка Углерона®, которое имеет характерный вид чешуйчатой графеноподобной структуры, а на рис. 2 – полученное с помощью просвечивающего электронного микроскопа высокого разрешения типичное изображение частицы Астралена®, представляющего многогранную, многослойную структуру, полную внутри [12].

Поскольку Углерон® растворим, его добавляли в состав активного вещества для пропитки МПК – алюмината бария–кальция. Указанным составом были пропитаны два вида катодов: типовой вольфрамовый катод, спрессованный из порошка фракции А (ТУ 48-19-70–84), и изготовленный по новой технологии катод, за основу матрицы которого был взят вольфрамовый порошок более мелкой фракции Б (ТУ 48-19-70–84) с добавкой Астраленов®. Кроме того, для сравне-

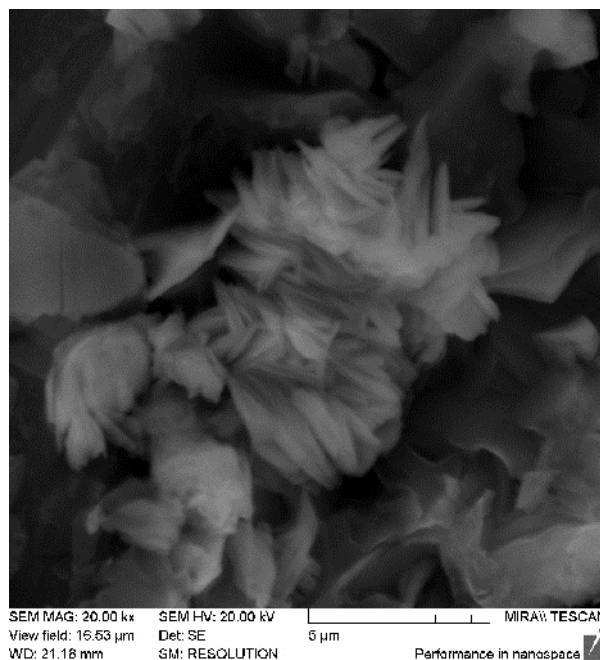


Рис. 1

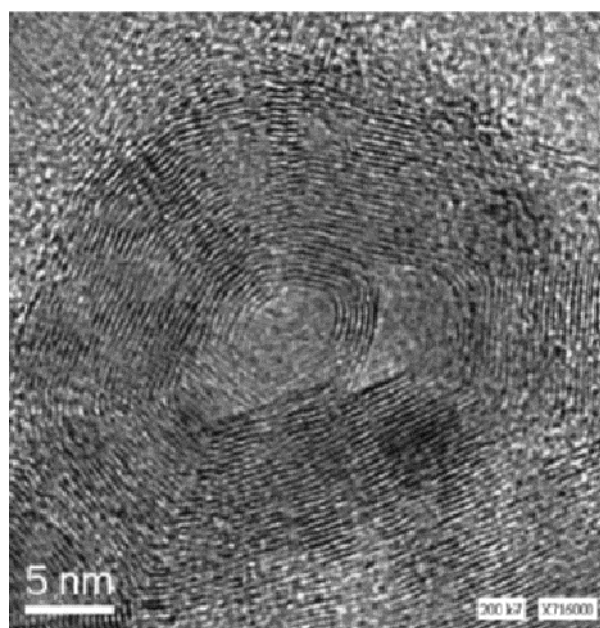


Рис. 2

ния эмиссионных характеристик были изготовлены и типовые катоды, пропитанные активным веществом без добавки Углерона®.

Исследование модифицированных наноуглеродом МПК. Все катоды испытывались в составе экспериментальных макетов с двумя электродами. Макеты были откачаны до давления около $2.7 \cdot 10^{-5}$ Па. Согласно первичным испытаниям эмиссионной способности с токоотбором 1 А/см^2 параметры всех катодов находились в допустимых пределах, и они пригодны для дальнейших исследований. Лучшие характеристики

показали макеты с катодами, прошедшими операции вакуумного отжига, глубокого ионного травления и ионно-плазменного покрытия пленкой состава Os + Ir + Al. Поэтому указанные макеты были выбраны для испытаний на максимальную эмиссионную способность и долговечность, а остальные было решено испытать при работе в условиях недостаточного вакуума.

По существующей на предприятии методике [19] на макетах с катодом, пропитанным модифицированным составом с Углероном®, и с типовым катодом в настоящее время проводятся ускоренные испытания на долговечность. Для типового катода данной конструкции исследованная ранее ресурсная долговечность составляет не менее 50 тыс. ч. Прогнозируемая ресурсная долговечность для катода с Углероном® составляет не менее 100 тыс. ч. На сегодняшний день исследуемые макеты показали наработку 45 тыс. ч и испытания успешно продолжаются. В процессе испытаний катод с добавкой Углерона® в активное вещество сохраняет температурный запас на 50 °С выше, чем у типового катода, зафиксированный при первоначальном замере, что говорит о потенциально большей его долговечности. Это может быть связано с тем, что модифицированный состав пропитки имеет более низкую скорость испарения по сравнению с типовым. В пользу данного предположения свидетельствуют результаты рентгеноструктурного анализа поверхностей катодов и соответствующих им анодов, представленные в таблице. При анализе отмечено небольшое снижение количества активного бария на эмиссионной поверхности модифицированного катода, а также (в значительно меньшем количестве, чем для типового катода) миграция напыленных активных элементов бария и кислорода с катода на поверхность анода.

Другую пару макетов с типовым катодом с покрытием Os + Ir + Al и с катодом, модифицированным Астраленами® и Углероном® и изготовленным по новой технологии и также с пленкой Os + Ir + Al, испытывали на эмиссионную способность. Показатели эмиссии находятся примерно на одном уровне. На обоих макетах удалось получить плотность тока 20 А/см² при яркост-

ной температуре 1070 °С для типового и при 1100 °С для модифицированного катодов. По этим результатам сделано предположение, что при малых концентрациях (как в данном эксперименте) примененные углеродные наночастицы не вносят значительный вклад в эмиссию. Однако после изучения подобного катодного диска с помощью сканирующей электронной микроскопии вывод был изменен. Исследованный катод был изготовлен по экспериментальной технологии, в связи с чем параметры структуры полученного диска далеки от идеальных, считающихся годными для получения необходимых значений эмиссии в серийном производстве.

На рис. 3 представлено изображение эмитирующей поверхности катода с добавкой наноструктур, на рис. 4 – изображение поверхности диска типового катода. Прежде всего, следует отметить различие в размерах пор: на поверхности типового катода они гораздо больше, чем у модифицированного катода, что определяется различиями в технологии изготовления. Во-первых, у типового катода за основу взят вольфрамовый порошок фракции А, которая крупнее фракции Б, из которой состоит матрица модифицированного катода. Фракция А при спекании дает более высокую открытую пористость 25±2 %. Во-вторых, давление прессования у модифицированного катода выше в 2–3 раза по сравнению с типовым в зависимости от свойств исходного порошка вольфрама. Поэтому плотность дисков и процент пропитки активным веществом у катодов сильно отличаются. У модифицированного катода диск более плотный (порядка 14 г/см³ против 13.1...13.5 г/см³ у типового катода) и имеет более низкую концентрацию пропитки активным веществом (4.4–7.5 % для экспериментального против 9.3–10.8 % для типового).

На поверхности модифицированного катода на крупных зернах наблюдаются более мелкие частицы размером порядка 0.5 мкм, чего не наблюдается у типового катода. Предположительно это могут быть добавленные нанокластеры. Типовой катод без Астраленов® и Углерона® с подобной структурой не мог бы обеспечить указанные ранее значения токоотбора. Следовательно, даже при малых концентрациях нанокластеры положительно влияют на эмиссионную характеристику.

Далее типовые и модифицированные катоды испытывались в условиях работы при низком вакууме. Испытания проходили две пары макетов: 1) с прошедшими только операцию вакуумного отжига типовым катодом и катодом, модифици-

Исследуемая поверхность	Средняя массовая доля, %	
	кислорода	бария
Типовой МПК	7.36	10.52
Модифицированный МПК	7.2	9.02
Анод типового МПК	20.73	36.8
Анод модифицированного МПК	13.77	34.5

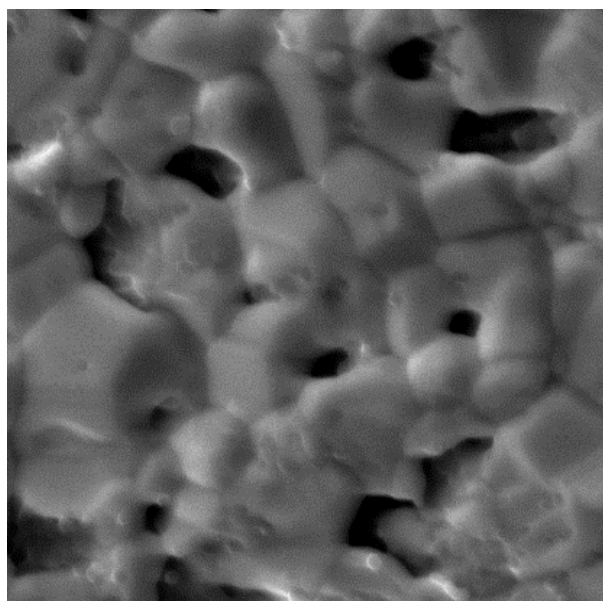


Рис. 3

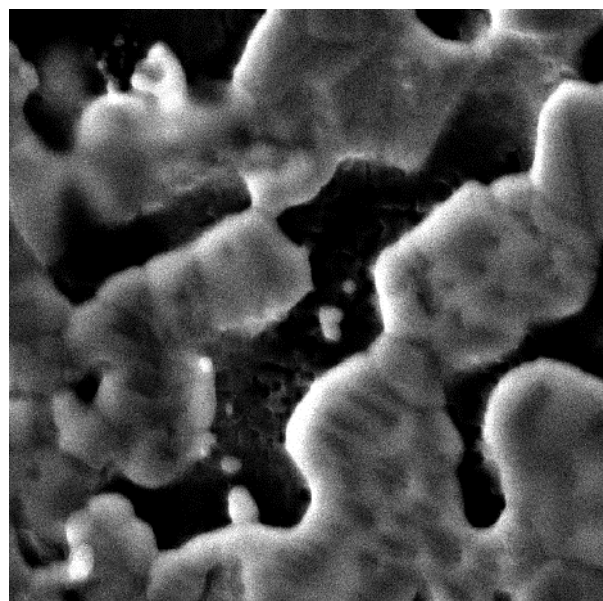


Рис. 4

рованным Астраленами® и Углероном® и изготовленным по новой технологии; 2) с прошедшими операции вакуумного отжига и глубокого ионного травления поверхности типовым катодом и катодом, пропитанным модифицированным активным веществом с Углероном®.

Описанный эксперимент проводился на уникальной установке обработки катодно-сеточных узлов, выполненной по спецзаказу и предназначенной для откачки экспериментальных макетов и испытания их на эмиссионную способность. Установка оснащена вакуумной камерой, низковольтным и высоковольтным источниками питания, вольтметром, средствами откачки и измерения вакуума.

Перед испытаниями макеты демонтировались из стеклянных колб и устанавливались в вакуумную камеру с последующей откачкой до давления $1.9 \cdot 10^{-5}$ Па и дальнейшим поочередным обезгаживанием катодов и анодов по разработанной методике.

Далее атмосферный воздух постепенно впускался в камеру. При этом регистрировалась зависимость анодного тока от давления при постоянном анодном напряжении.

Ожидания повышенной устойчивости поверхности МПК к отравляющему воздействию атмосферы у модифицированных катодов не оправдались. Они показали худшие параметры по сравнению с типовыми катодами. Все четыре испытанных катода восстановили первоначальное значение анодного тока 31 мА (плотность 0.5 А/см^2) при откачке камеры до давления около $2.7 \cdot 10^{-5}$ Па. В

процессе испытаний установлено, что снижение эмиссии до контрольного значения (падение тока на 20 %) для модифицированных катодов происходит при давлении около $3.9 \cdot 10^{-4}$ Па, тогда как для типовых такое снижение тока наблюдается при давлении около $3.9 \cdot 10^{-3}$ Па.

Кроме того, как и предполагалось, с ухудшением вакуума режим ограничения тока пространственным зарядом у всех катодов уменьшается, а потом исчезает, что отчетливо наблюдалось с помощью осциллографа.

Вывод. На основе проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

- модификация активного вещества Углероном® увеличивает температурный запас МПК предположительно за счет снижения скорости его испарения, что положительно влияет на долговечность МПК;

- малые массовые доли Астраленов® в матрице (0.2–0.7 %) и Углерона® (0.1–0.2 %), добавленного в активное вещество, вносят положительный вклад в эмиссию катода и обеспечивают стабильный токоотбор в условиях технологических отклонений при изготовления МПК;

- добавка указанных нанокремниевых частиц повышает чувствительность катода к условиям вакуума. Возможно, повышение чувствительности к отравлению происходит за счет абсорбционных свойств Углерона®, являющегося графеноподобной структурой, для которой известны такие свойства [8]. Поэтому планируется прове-

сти испытания катодов, модифицированных только Астраленами®, так как из теоретических предпосылок [13]–[15] именно они должны дать положительный эффект.

Остается еще ряд вопросов, связанных с пониманием механизма влияния Астраленов® и Углерона® на работу МПК. Поэтому планируется также провести эксперимент по определению скорости испарения активного вещества с Углероном® с поверхности катода, а также рассчитать среднюю работу выхода электронов с поверхно-

сти модифицированных катодов. Кроме того, необходима отработка экспериментальной технологии изготовления МПК с Астраленами® и Углероном® с целью получения равномерной объемной пористости для достижения повышенных значений эмиссии МПК и повышения повторяемости результатов, так как экспериментальные предпосылки для этого уже достаточно убедительны. Далее планируется проведение дальнейших испытаний на долговечность.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Елецкий А. В. Холодные полевые эмиттеры на основе углеродных нанотрубок // Успехи физических наук. 2010. Т. 180, № 9. С. 897–930. doi: 10.3367/UFNr.0180.201009a.0897
2. Field-induced electron emission from nanoporous carbon of various types / A. V. Arkhipov, P. G. Gabdullin, N. M. Gnuchev, S. N. Davydov, S. I. Krel, B. A. Loginov // Saint Petersburg Polytechnic University J. Physics and Mathematics. 2015. № 1. P. 47–55. doi: 10.1016/j.spjpm.2015.03.011
3. Фурсей Г. Н., Петрик В. И., Новиков Д. В. Низкопороговая автоэлектронная эмиссия из углеродных нанокластеров, полученных методом холодной деструкции графита // ЖТФ. 2009. Т. 79, № 7. С. 122–126.
4. Автоэлектронная и взрывная эмиссия из графеноподобных структур / Г. Н. Фурсей, М. А. Поляков, А. А. Кантонистов, А. М. Яфясов, Б. С. Павлов, В. Б. Божевольнов // ЖТФ. 2013. Т. 83, № 6. С. 71–77.
5. Бернацкий Д. П., Павлов В. Г. Полевая электронная эмиссия с иридиевого острия, покрытого углеродом // ЖТФ. 2017. Т. 87, № 11. С. 1729–1733. doi: 10.21883/JTF.2017.11.45138.2260
6. Krachkovskaya T. M., Sahadji G. V., Zhuravlev S. D. Modern electron sources for TWTs in millimeter and sub-millimeter ranges // Journal of Radio Electronics (Zhurnal Radioelektroniki) 2017. № 12. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/dec17/5/text.pdf> (дата обращения 20.08.2018).
7. Елецкий А. В. Механические свойства углеродных наноструктур и материалов на их основе // Успехи физических наук. 2007. Т. 177, № 3. С. 233–274. doi: 10.3367/UFNr.0177.200703a.0233
8. The electronic properties of graphene / A. H. Castro Neto, F. Guinea, N. M. R. Peres, K. S. Novoselov, A. K. Geim // Review of Modern Physics. 2007. Oct. P. 1–55. doi: 10.1103/RevModPhys.81.109
9. Харламова М. В. Электронные свойства одностенных углеродных нанотрубок и их производных // Успехи физических наук. 2013. Т. 183, № 11. С. 1145–1174. doi: 10.3367/UFNr.0183.201311a.1145
10. Magnetic Properties of Multiwall Carbon Nanotubes and Astralenes in Strong Electric Fields / A. N. Brozdnicenko, A. N. Ponomarev, V. P. Pronin, V. V. Rybalko // J. of Surface Investigation. X-ray, Synchrotron and Neutron Techniques. 2007. Vol. 1, № 1. P. 110–112. doi: 10.1134/S1027451007010223
11. Structural and magnetic resonance study of astralen nanoparticles / A. I. Shames, E. A. Katz, A. M. Panich, D. Mogilyansky, E. Mogilko, J. Grinblat, V. P. Belousov, I. M. Belousova, A. N. Ponomarev // Diamond & Related Materials. 2009. Vol. 18. № 2–3. P. 505–510. doi.org/10.1016/j.diamond.2008.10.056
12. Closed π -Electron Network in Large Polyhedral Multi-Shell Carbon Nanoparticles / A. I. Shames, I. Felner, V. Yu. Osipov, E. A. Katz, E. Mogilko, J. Grinblat, A. M. Panich, V. P. Belousov, I. M. Belousova, A. N. Ponomarev // Nanoscience and Nanotechnology Lett. 2011. Vol. 3. P. 41–48. doi:10.1166/nnl.2011.1117
13. Активированные потоком ионов калия полевые эмиттеры с фуллереновыми покрытиями в сильных электрических полях / Т. А. Тумарева, Г. Г. Соминский, И. А. Светлов, А. Н. Морозов // ЖТФ. 2008. Т. 78, № 11. С. 119–122.
14. Тумарева Т. А., Соминский Г. Г. Работа полевых эмиттеров с активированными фуллереновыми покрытиями в техническом вакууме // ЖТФ. 2013. Т. 83, № 7. С. 121–124.
15. Полевая эмиссия многоострийных кремниевых структур с защитными покрытиями / Г. Г. Соминский, Е. П. Тарадаев, Т. А. Тумарева, М. Е. Гиваргизов, А. Н. Степанова // ЖТФ. 2016. Т. 86, № 11. С. 108–111. doi: 10.21883/jtf.2016.11.43823.1781
16. Металлопористый катод, модифицированный наноглеродом / Т. М. Крачковская, Л. А. Мельников, Г. В. Сахаджи, А. Н. Пономарев, А. С. Емельянов // Журн. радиоэлектроники. 2017. № 11. С. 1–11. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/nov17/16/text.pdf> (дата обращения 20.08.2018).
17. Пат. RU 2 478 117 C2 МПК C10C 3/04, C04B 24/16, C04B 24/36, A61K 31/095, A61P 31/12 (2006.01), B82Y 5/00, B82Y 30/00, B82Y 40/00 (2011.01). Сульфаддукт нанокластеров углерода и способ его получения / А. Н. Пономарев, М. Е. Юдович, А. А. Козеев; опубл. 27.03.2013. Бюл. № 23.
18. Пат. RU 2 196 731 C2 МПК C01B 31/02 (2000.01). Полиэдральные многослойные углеродные наноструктуры фуллероидного типа / А. Н. Пономарев, В. А. Никитин; опубл. 20.01.2003. Бюл. № 2.
19. Пат. RU 1 447 192 C. МПК H01J 9/42 (2000.01). Способ оценки долговечности термодатода / В. Г. Ворожейкин, В. Н. Дудкин, Ю. И. Набоков, В. В. Свинцов; опубл. 10.06.2000. Бюл. № 16.

Статья поступила в редакцию 9 июня 2018 г.

Крачковская Татьяна Михайловна – магистр техники и технологии по направлению "Приборостроение" (2011). Начальник сектора катодного комплекса АО «НПП "Алмаз"», аспирантка кафедры приборостроения Саратовского государственного технического университета им. Гагарина Ю. А. Автор 21 научной публикации. Сфера научных интересов – катодная техника.

E-mail: electron.t@bk.ru, krachkovskayam@almaz-rpe.ru

Сторублев Антон Вячеславович – начальник сектора катодного комплекса АО «НПП "Алмаз"», аспирант кафедры физики твердого тела Саратовского национального исследовательского государственного университета им. Н. Г. Чернышевского. Окончил Саратовский национальный исследовательский государственный университет им. Н. Г. Чернышевского (2011) по специальности "Медицинская физика". Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – катодная техника; лампы бегущей волны; вакуумная электроника.

E-mail: anton.storublev@mail.ru, storublevav@almaz-rpe.ru

Сахаджи Георгий Владиславович – кандидат технических наук (2013), начальник научно-производственного комплекса АО «НПП "Алмаз"». Автор 32 научных публикаций. Сфера научных интересов – катодная техника.

E-mail: sahadjigv@almaz-rpe.ru, sahadj@yandex.ru

Емельянов Андрей Сергеевич – бакалавр по направлению "Электроника и микроэлектроника" (2016), студент магистратуры Саратовского государственного технического университета им. Гагарина Ю. А., инженер-технолог катодного комплекса АО «НПП "Алмаз"». Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – катодная техника.

E-mail: emelyanovas@almaz-rpe.ru

REFERENCES

1. Eletskiy A. V. Cold Field Emitters Based on Carbon Nanotubes. *Uspekhi Fizicheskikh Nauk* [Physics - Uspekhi]. 2010, vol. 180, no. 9, pp. 897–930. doi: 10.3367/UFNr.0180.201009a.0897 (In Russian)
2. Arkhipov A. V., Gabdullin P. G., Gnuchev N. M., Davydov S. N., Krel S. I., Loginov B. A. Field-Induced Electron Emission From Nanoporous Carbon of Various Types. *St. Petersburg Polytechnic University Journal: Physics and Mathematics*. 2015, no. 1, pp. 47–55. doi: 10.1016/j.sjpm.2015.03.011
3. Fursay G. N., Petrik V. I., Novikov D. V. Low-Threshold Field Emission From Carbon Nanoclusters Obtained by the Method of Cold Destruction of Graphite. *Zhurnal tekhnicheskoy fiziki* [Technical Physics]. 2009, vol. 79, no. 7, pp. 122–126. (In Russian)
4. Fursay G. N., Polyakov M. A., Kantonistov A. A., Yafyasov A. M., Pavlov B. S., Bozhevolnov V. B. Autoelectronic and Explosive Emission from Graphene-Like Structures. *Zhurnal tekhnicheskoy fiziki* [Technical Physics]. 2013, vol. 83, no. 6, pp. 71–77. (In Russian)
5. Bernatsky D. P., Pavlov V. G. Field Electron Emission from an Iridium Tip Coated with Carbon. *Zhurnal tekhnicheskoy fiziki* [Technical Physics]. 2017, vol. 87, no. 11, pp. 1729–1733. doi: 10.21883/JTF.2017.11.45138.2260 (In Russian)
6. Krachkovskaya T. M., Sakhadji G. V., Zhuravlev S. D. Modern Electron Sources For Twts in Millimeter and Submillimeter Ranges. *Zhurnal Radioelektroniki* [Journal of Radio Electronics]. 2017, no. 12. Available at: <http://jre.cplire.ru/jre/dec17/5/text.pdf> (accessed 20.08.2018).
7. Eletskiy A. V. Mechanical Properties of Carbon Nanostructures and Materials Based on them. *Uspekhi Fizicheskikh Nauk* [Physics - Uspekhi]. 2007, vol. 177, no. 3, pp. 233–274. doi: 10.3367/UFNr.0177.200703a.0233 (In Russian)
8. Castro Neto A. H., Guinea F., Peres N. M. R., Novoselov K. S., and Geim A. K. The Electronic Properties of Graphene. *Review of Modern Physics*, Oct. 2007, pp. 1–55. doi: 10.1103/RevModPhys.81.109
9. Kharlamova M. V. Electronic Properties of Single-Walled Carbon Nanotubes and Their Derivatives. *Uspekhi Fizicheskikh Nauk* [Physics - Uspekhi]. 2013, vol. 183, no. 11, pp. 1145–1174. doi: 10.3367/UFNr.0183.201311a.1145 (In Russian)
10. Brozdnicenko A. N., Ponomarev A. N., Pronin V. P., Rybalko V. V. Magnetic Properties of Multiwall Carbon Nanotubes and Astralenes in Strong Electric Fields. *Journal of Surface Investigation. X-ray, Synchrotron and Neutron Techniques*. 2007, vol. 1, no. 1, pp. 110–112. doi: 10.1134/S1027451007010223
11. Shames A. I., Katz E. A., Panich A. M., Mogilyansky D., Mogilko E., Grinblat J., Belousov V. P., Belousova I. M., Ponomarev A. N. Structural and Magnetic Resonance Study of Astralen Nanoparticles. *Diamond & Related Materials*. 2009, vol. 18, no. 2–3, pp. 505–510. doi.org/10.1016/j.diamond.2008.10.056
12. Shames A. I., Felner I., Osipov V. Yu., Katz E. A., Mogilko E., Grinblat J., Panich A. M., Belousov V. P., Belousova I. M., and Ponomarev A. N. Closed π -Electron Network in Large Polyhedral Multi-Shell Carbon Nanoparticles. *Nanoscience and Nanotechnology Lett.* 2011, vol. 3, pp. 41–48. doi:10.1166/nnl.2011.1117
13. Tumareva T. A., Sominskiy G. G., Svetlov I. A., Morozov A. N. Field Emitters Activated by Flow of Potassium Ions with Fullerene Coatings in Strong Electric Fields. *Zhurnal tekhnicheskoy fiziki* [Technical Physics]. 2008, vol. 78, no. 11, pp. 119–122. (In Russian)
14. Tumareva T. A., Sominskiy G. G. The Work of Field Emitters with Activated Fullerene Coatings in Vacuum. *Zhurnal tekhnicheskoy fiziki* [Technical Physics]. 2013, vol. 83, no. 7, pp. 121–124. (In Russian)
15. Sominskiy G. G., Taradaev E. P., Tumareva T. A., Givargizov M. E., Stepanova A. N. Field Emission of Multi-Tip Silicon Structures with Protective Coatings. *Zhurnal tekhnicheskoy fiziki* [Technical Physics]. 2016, vol. 86, no. 11, pp. 108–111. doi: 10.21883/jtf.2016.11.43823.1781 (In Russian)

16. Krachkovskaya T. M., Melnikov L. A., Sahadji G. V., Ponomarev A. N., Emelyanov A. S. Metal Porous Cathode Modified by Nanocarbon. *Zhurnal Radioelektroniki* [Journal of Radio Electronics]. 2017, no. 11. Available at <http://jre.cplire.ru/jre/nov17/16/text.pdf> (accessed 20.08.2018) (In Russian)

17. Ponomarev A. N., Yudovich M. E., Kozeev A. A. *Sulfoaddukt nanoklastrov ugleroda i sposob ego polucheniya* [Sulfo-Adduct of Carbon Nanoclusters and Method of Its Production]. Patent RF, no. 2478117, 2013.

Received, 09 June 2018

18. Ponomarev A. N., Nikitin V. A. *Poliedral'nye mnogosloinnye uglerodnye nanostruktury fulleroidnogo tipa* [Polyhedral Multilayer Carbon Nanostructures Fulleroid Type]. Patent RF, no. 2196731, 2003.

19. Vorozheykin V. G., Dudkin V. N., Nabokov U. I., Svintsov V. V. *Sposob ocenki dolgovechnosti termokatoda* [Method for Estimating Life of Thermal Cathode]. Patent RF, no. 1447192, 1986.

Tatyana M. Krachkovskaya – Master's Degree in Instrumentation in Gagarin Saratov State Technical University (2011). Postgraduate student and Chief of Section at SC "RPE "Almaz". The author of more than 21 scientific publications. Area of expertise: cathode technique.

E-mail: elektron.t@bk.ru

Anton V. Storublev – Master's Degree in Medical Physics in Chernyshevsky Saratov State National Research University. Postgraduate student and Chief of Section at SC "RPE "Almaz". The author of 5 scientific publications. Area of expertise: cathode technique, TWT, vacuum electronics.

E-mail: anton.storublev@mail.ru, storublevav@almaz-rpe.ru

Georgy V. Sahadji – Ph.D. in Engineering (2013), Chief of Research and Production Complex at SC "RPE "Almaz". The author of more than 32 scientific publications. Area of expertise: cathode technique.

E-mail: sahadjigv@almaz-rpe.ru, sahadj@yandex.ru

Andrey S. Emelyanov – Bachelor's Degree in Electronics and Nanoelectronics in Gagarin Saratov State Technical University (2016). Graduate student and engineer at SC "RPE "Almaz". The author of 3 scientific publications. Area of expertise: cathode technique.

E-mail: emelyanovas@almaz-rpe.ru



В редакционный совет журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.) – твердую копию файла статьи, подписанную всеми авторами;
- 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.).

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колонтитулы – верхний 2 см, нижний 2 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта 10.5 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Распечатка подписывается всеми авторами.

Элементы заглавия публикуемого материала

1. УДК (выравнивание по левому краю).
2. Перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Ф. И. О. разделяются запятыми.
3. Место работы авторов. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.
4. Название статьи.
5. Аннотация – 200–250 слов, характеризующих содержание статьи.
6. Ключевые слова – 3–7 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. Собственно 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.

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются.

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.

При ссылках на переводную литературу необходимо отдельно привести ссылку на оригинал (для References). Если описываемая публикация имеет DOI, его указание обязательно в списке литературы.

При ссылках на источники на русском языке необходимо дополнительно привести перевод ссылки на английский язык с указанием после ссылки "(in Russian)". Формат перевода должен соответствовать формату, принятому в журналах IEEE.

Элементы заглавия на английском языке

Элементы включают:

1. Перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Ф. И. О. разделяются запятыми.

2. Место работы авторов. Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем приводится список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.

3. Название статьи (перевод названия, указанного перед текстом).

4. Резюме (abstract) статьи объемом 150–250 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 и т. п.) в черно-белом виде. Использование точечных форматов (.bmp, .jpeg, .tiff, .html) допустимо только для рисунков, представ-

ление 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 его нумерационный заголовок.

Описание самого рисунка и введенных на нем обозначений следует приводить в основном тексте статьи.

Каждый рисунок вместе с заголовком должен помещаться в текстовое поле или в поле объекта (в терминах Microsoft Word).

Следует стремиться к горизонтальному размеру рисунка, равному 16.5 или 7.9 см (в первом случае рисунок будет заверстан вразрез текста, во втором – в оборку).

Буквенные обозначения фрагментов рисунка (шрифт "Times New Roman", курсив, 9 pt) ставятся под фрагментом перед нумерационным заголовком; в тексте ссылка на фрагмент ставится после нумерационного заголовка через запятую (например, рис. 1, а).

Рисунок размещается в ближайшем возможном месте после первого упоминания его или его первого фрагмента в тексте. Первая ссылка на рисунок приводится, например как (рис. 3), последующие – как (см. рис. 3).

Основные линии на рисунках (границы блоков и соединительные линии на схемах, линии графиков) имеют толщину 1 pt, вспомогательные (выноски, оси, размерные линии) – 0.6 pt.

При формировании рисунка, представляющего собой схему, следует придерживаться требований ГОСТ, ЕСКД, ЕСПД (в частности, недопустимо использовать условные графические обозначения, соответствующие стандартам США и Европы, но не совпадающие с предусмотренными ГОСТ).

На рисунках, представляющих собой графики зависимостей, не следует делать размерную сетку, следует дать лишь засечки на осях, причем все засечки должны быть оцифрованы (т. е. всем засечкам должны соответствовать определенные числовые значения).

Если оси на рисунках оцифрованы, то они завершаются на позиции очередной засечки, где засечка не ставится, а вместо числовых значений даются обозначение переменной и (через запятую) единица измерения. Если оси не оцифровываются, то они завершаются стрелками, рядом с которыми даются обозначения переменных без единиц измерения.

Длины и шаг засечек следует устанавливать таким образом, чтобы на рисунке не было пустых областей, т. е. каждая засечка должна оцифровывать хотя бы некоторые точки одной из приведенных кривых.

Все текстовые фрагменты и обозначения на рисунке даются гарнитурой "Times New Roman" размером 9 pt с одинарным межстрочным интервалом; цифровые обозначения, буквенные обозначения фрагментов и нумерационный заголовок выделяются курсивом.

При необходимости в отдельных текстовых полях на рисунке могут помещаться обозначения и тексты, сформированные в редакторе формул; при этом следует использовать следующие установки редактора: размеры – "полный" 9 pt, "подстрочный" 7 pt, "под-подстрочный" 5.5 pt, "символ" 13 pt, "подсимвол" 11 pt.

Ссылки на обозначения на рисунке в основном тексте даются тем же начертанием (прямым или курсивным), как и на рисунке, но с размером шрифта 10.5 pt, соответствующим размеру основного текста.

Верстка таблиц

Текст в таблицах печатается через одинарный интервал, шрифтом "Times New Roman"; основной текст 9 pt, индексы 7 pt, 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, без точки на конце; выравнивается по правому полю таблицы и выделяется светлым курсивом). 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). 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, бук-

венные аббревиатуры и сложносокращенные слова). 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. В справке 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", Издательство.
Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru