



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 Минобрнауки 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-Петербург)

Редакционный совет:

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

заместитель председателя **В. Н. Малышев**,
д. т. н., проф. (Санкт-Петербург)

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

В. М. Балашов, д. т. н., проф. (Санкт-Петербург)

А. Г. Вострецов, д. т. н., проф. (Новосибирск) – Восточная
региональная секция

Ю. В. Гуляев, академик РАН, д. ф.-м. н., проф. (Москва)

Т. А. Исмаилов, д. т. н., проф. (Махачкала) – Северокавказская
региональная секция

Б. А. Калинин, д. ф.-м. н., проф. (Санкт-Петербург)

Э. Ляхдеранта, д., проф. (Лаппеенранта)

С. Б. Макаров, д. т. н., проф. (Санкт-Петербург)

Ф. Мартин, д., проф. (Барселона)

В. А. Обуховец, д. т. н., проф. (Ростов-на-Дону) – Южная
региональная секция

Б. А. Панченко, д. т. н., проф. (Екатеринбург) – Уральская
региональная секция

В. А. Пахотин, д. ф.-м. н., проф. (Калининград) – Западная
региональная секция

А. А. Потапов, д. ф.-м. н., проф. (Москва)

А. Д. Плужников, д. т. н., проф. (Нижний Новгород) – Поволжская
региональная секция

А. В. Соломонов, д. ф.-м. н., проф. (Санкт-Петербург)

Р. М. Степанов, д. т. н., проф. (Санкт-Петербург)

Ю. М. Таиров, д. т. н., проф. (Санкт-Петербург)

А. Л. Толстихина, д. ф.-м. н. (Москва)

И. Б. Федоров, академик РАН, д. т. н., проф. (Москва)

Ю. В. Филатов, д. т. н., проф. (Санкт-Петербург)

М. Хайн, д., проф. (Ильменау)

Й. Хорстман, д. (Гестахт)

В. А. Шевцов, д. т. н., проф. (Москва)

Редакционная коллегия

К. Е. Аббакумов, д. т. н., проф.

В. В. Алексеев, д. т. н., проф.

Е. М. Антонюк, д. т. н., проф.

А. М. Боронахин, д. т. н., проф.

С. А. Баруздин, д. т. н., проф.

А. А. Бузников, д. т. н., проф.

В. И. Веремьев, к. т. н., доц.

А. А. Головков, д. т. н., проф.

А. Д. Григорьев, д. т. н., проф.

В. П. Ипатов, д. т. н., проф.

Н. В. Лысенко, д. т. н., проф.

И. Г. Мироненко, д. т. н., проф.

А. А. Монаков, д. т. н., проф.

А. М. Мончак, к. т. н., доц.

В. А. Мошников, д. ф.-м. н., проф.

Н. Н. Потрахов, д. т. н., проф.

А. Б. Устинов, д. ф.-м. н., проф.

В. Н. Ушаков, д. т. н., проф.

З. М. Юлдашев, д. т. н., проф.

Ю. С. Юрченко, д. т. н., проф.

СОДЕРЖАНИЕ № 5/2017

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

Шевченко М. Е., Малышев В. Н., Задирако Д. О., Файзуллина Д. Н., Стенюков Н. С., Шмырин М. С. Методы цензурирования аномальных оценок азимута в малоэлементных антенных решетках.....	5
Боровицкий Д. С., Жестерев А. Е., Ипатов В. П., Мамчур Р. М. Компьютерная модель отраженного сигнала спутникового высотомера	12
Кольцов Н. Е., Гренков С. А. Цифровые видеоконверторы для радиоастрономических систем преобразования сигналов	19

Проектирование и технология радиоэлектронных средств

Федотов С. Д., Тимошенко С. П., Соколов Е. М., Стаценко В. Н. Мониторинг структурного качества границы раздела "кремний–сапфир" методом поверхностной фотоЭДС	28
--	----

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

Беленко Д. В. Анализ влияния параметров операционного усилителя на характеристики конвертора отрицательного импеданса	36
Летавин Д. А. Способ миниатюризации микрополоскового двухшлейфного моста	41

Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Вьет Нгуен Дык, Маркелов О. А., Богачев М. И. Моделирование агрегированного сетевого трафика узла инфокоммуникационной сети на основе суперстатистического подхода с учетом эффектов долговременной зависимости и нестационарного характера пользовательской активности.....	47
---	----

Микро- и наноэлектроника

Кононова И. Е., Мошников В. А., Кононов П. В. Моделирование трехмерных пористых иерархических материалов, организованных посредством самосборки наносфер	54
Правила для авторов статей	64



IZVESTIYA VYSSHIKH UCHEBNYKH ZAVEDENII ROSSII.

RADIOELEKTRONIKA

JOURNAL OF THE RUSSIAN UNIVERSITIES.

RADIOELECTRONICS

5
2017

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. N. Stekacheva

Editor-in-Chief

Viktor N. Malyshev, D. Sc. in Engineering, Prof.

Editorial Council

Head of Editorial Council **Vladimir M. Kutuzov**,
D. Sc. in Engineering (St. Petersburg, Russia)

Deputy Head of Editorial Council **Viktor N. Malyshev**,
D. Sc. in Engineering, Prof. (St. Petersburg, Russia)

Executive Secretary of Editorial Council **Vladislav A. Meyev**,
Ph. D. in Science (St. Petersburg, Russia)

Viktor Balashov, D. Sc. in Engineering, Prof. (St. Petersburg, Russia),
Igor B. Fedorov, Academician of the RAS, D. Sc. in Engineering (Moscow, Russia),
Yury V. Filatov, D. Sc. in Engineering, Prof. (St. Petersburg, Russia),
Yury V. Gulyaev, Academician of the RAS, D. Sc. (Phys.-Math.) (Moscow, Russia),
Matthias A. Hein, Dr. rer. Nat. habil., Prof. (Ilmenau, Germany),
Jochen Horstmann, Dr. rer. Nat., Geesthacht (Germany),
Tagir A. Ismailov, D. Sc. in Engineering, Prof. (Makhachkala, Russia),
Boris A. Kalinikos, D. Sc. (Phys.-Math.), Prof. (St. Petersburg, Russia),
Erkki Lahderanta, Dr., Prof. (Lappeenranta, Finland),
Sergey B. Makarov, D. Sc. in Engineering, Prof. (St. Petersburg, Russia),
Ferran Martin, Dr., Prof. (Barcelona, Spain),
Viktor A. Obuhovets, D. Sc. in Engineering, Prof. (Rostov-on-Don, Russia),
Valery A. Pahotin, D. Sc. (Phys.-Math.), Prof. (Kaliningrad, Russia),
Boris A. Panchenko, D. Sc. in Engineering, Prof. (Yekaterinburg, Russia),
Anatoly D. Pluzhnikov, D. Sc. in Engineering (Nizhny Novgorod, Russia),
Alexandr A. Potapov, D. Sc. (Phys.-Math.), Prof. (Moscow, Russia),
Vyacheslav A. Shevtsov, D. Sc. in Engineering, Prof. (Moscow, Russia),
Alexandr V. Solomonov, D. Sc. (Phys.-Math.), Prof. (St. Petersburg, Russia),
Aleksey G. Vostretsov, D. Sc. in Engineering, Prof. (Novosibirsk, Russia),
Rudolf M. Stepanov, D. Sc. in Engineering, Prof. (St. Petersburg, Russia),
Yury M. Tairov, D. Sc. in Engineering, Prof. (St. Petersburg, Russia),
Alla L. Tolstikhina, D. Sc. in Mathematics and Physics (Moscow, Russia)

Editorial Board

K. E. Abbakumov, D. Sc. in Engineering, Prof.
V. V. Alekseev, D. Sc. in Engineering, Prof.
E. M. Antonyuk, D. Sc. in Engineering, Prof.
A. M. Boronakhin, D. Sc. in Engineering, Prof.
S. A. Baruzdin, D. Sc. in Engineering, Prof.
A. A. Buznikov, D. Sc. in Engineering, Prof.
A. A. Golovkov, D. Sc. in Engineering, Prof.
A. D. Grigoriev, D. Sc. in Engineering, Prof.
V. P. Ipatov, D. Sc. in Engineering, Prof.
N. V. Lysenko, D. Sc. in Engineering, Prof.

I. G. Mironenko, D. Sc. in Engineering, Prof.
A. A. Monakov, D. Sc. in Engineering, Prof.
A. M. Monchak, Ph. D. in Science, Assoc. Prof.
V. A. Moshnikov, D. Sc. (Phys.-Math.), Prof.
N. N. Potrakhov, D. Sc. in Engineering, Prof.
V. N. Ushakov, D. Sc. in Engineering, Prof.
A. B. Ustinov, D. Sc. (Phys.-Math.), Prof.
V. I. Veremyev, Ph. D. in Science, Assoc. Prof.
Z. M. Yuldashev, D. Sc. in Engineering, Prof.
Y. S. Yurchenko, D. Sc. in Engineering, Prof.

*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»*

CONTENTS № 5/ 2017

Radio Electronic Facilities of Transmitting, Receiving and Processing of Signals

Shevchenko M. E., Malyshev V. N., Zadirako D. O., Faizullina D. N., Stenyukov N. S., Shmyrin M. S. Methods for Anomalous Azimuth Estimates Censoring in Small Element Antenna Arrays	5
Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Space-Based Altimeter Backscatter Waveform Software Model	12
Koltsov N. E., Grenkov S. A. The Digital Down Converters for a Radio Astronomy Data Acquisition Systems	19

Engineering Design and Technologies of Radio Electronic Facilities

Fedotov S. D., Timoshenkov S. P., Sokolov E. M., Statsenko V. N. The Monitoring of Structural Quality of Silicon-Sapphire Interface by the Surface Photovoltage Method	28
---	----

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Belenko D. V. Analysis of Operational Amplifier Parameter Impact on Negative-Impedance Converter Characteristics	36
Letavin D. A. The Method of Miniaturization of a Microstrip Branch-Line Couplers	41

Telecommunication Systems, Networks and Devices

Viet Nguyen Duc, Markelov O. A., Bogachev M. I. Aggregated Network Traffic Modeling based on Superstatistical Approach with Account of Long-Term Dependence and Non-Stationary Dynamics Effects	47
--	----

Micro and Nanoelectronics

Kononova I. E., Moshnikov V. A., Kononov P. V. Modeling of Three-Dimensional Hierarchical Porous Materials Organized by Means of Nanosphere Self-Assembly	54
Author's Guide	64



УДК 621.396.965

М. Е. Шевченко, В. Н. Малышев
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет
"ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Д. О. Задирако, Д. Н. Файзуллина, Н. С. Стенюков, М. С. Шмырин
АО «НИИ "Вектор"» (Санкт-Петербург)

Методы цензурирования аномальных оценок азимута в малоэлементных антенных решетках¹

При формировании оценок азимута источников радиоизлучений (ИРИ) комплексами радиомониторинга возникают аномальные оценки, обусловленные многолучевым распространением и перекрытием спектров сигналов, принадлежащим разным ИРИ. Предложены методы автоматического определения и цензурирования аномальных оценок обоих типов. Цензурирование аномальных оценок, обусловленных многолучевым распространением сигналов, заключается в определении области группировки оценок по гистограмме и отбраковыванию оценок, не попавших в эту область. Цензурирование аномальных оценок, обусловленных перекрытием спектров сигналов, основано на корреляционном подходе и сводится к определению диапазона, образованного соседними частотными отсчетами, для которых оценки азимута сильно коррелированы между собой.

Применение методов продемонстрировано результатами статистического имитационного моделирования и результатами обработки данных реальных комплексов радиомониторинга.

Аномальная оценка азимута, цензурирование, радиомониторинг, гистограмма, многолучевость, угловые координаты источника радиоизлучения

При первичном радиомониторинге для каждого частотного отсчета, в котором обнаружен сигнал источника радиоизлучения (ИРИ), формируются оценки угловых координат (УК) ИРИ в виде оценок азимута θ и угла места β .

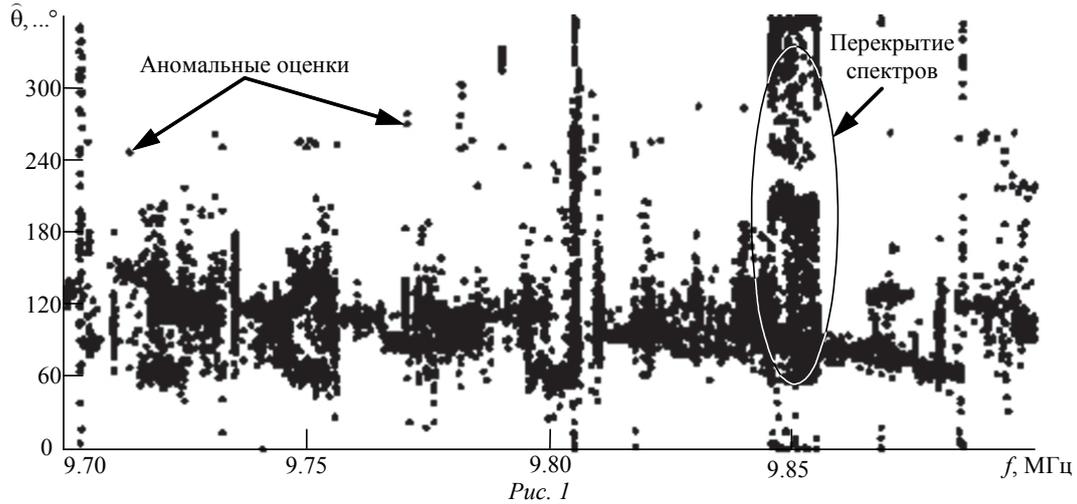
Оценки θ и β записываются в базу данных, по которой строятся частотно-азимутальные, частотно-угломестные и частотно-временные панорамы. По этим панорамам можно визуально оценить полосу частот, занимаемую ИРИ, и его УК.

Кроме достоверных оценок УК ИРИ в базе данных присутствуют аномальные оценки азимута, обусловленные многолучевым распространением сигналов, вызванных ионосферными переизлучениями, и перекрытием спектров соседних сигналов при приеме и обработке данных от малоэлементных антенных решеток (АР), не позволяющих использовать алгоритмы разделения сигналов, перекрывающихся по спектру.

При многолучевом распространении фаза суммарного колебания, образованного сложением различных лучей в антенне, определяется значениями фаз и амплитуд колебаний каждого луча. Лучи падают на АР с произвольными углами места, но имеют близкие азимутальные направления. При сложении в антеннах хотя бы двух сильных примерно одинаковых по амплитуде лучей, у которых разность начальных фаз колебаний составляет $160...200^\circ$, происходит неконтролируемое изменение фазы результирующего радиосигнала, состоящего из многолучевых компонентов. В результате разности фаз колебаний между отдельными антеннами решетки не соответствуют направлениям прихода сигнала от ИРИ и появляется аномальная оценка азимута [1].

Ошибки, обусловленные перекрытием спектров сигналов, возникают при использовании АР, содержащей недостаточное число элементов. Кроме того, для разделения таких сигналов требуется использовать конфигурацию АР, инвариантную к сдвигу, по каждой координате.

¹ Работа выполнена при поддержке Минобрнауки РФ (соглашение № 14.578.21.0242 от 26 сентября 2017 г.).



В качестве примера на рис. 1 приведена частотно-азимутальная панорама обработки записей реальных сигналов при трехэлементной АР. В панораме присутствуют аномальные оценки, обусловленные многолучевым распространением и перекрытием спектров соседних сигналов.

Аномальные оценки азимута не соответствуют реальным ИРИ, засоряют базу данных и снижают точность оценки УК ИРИ при вторичной обработке. Для предотвращения указанных артефактов аномальные оценки необходимо устранять в процессе работы комплекса радиомониторинга, а для сокращения объема базы данных – оценивать полосу частот, занимаемую ИРИ, и постоянно уточнять его УК.

Алгоритм цензурирования аномальных оценок, обусловленных многолучевостью. Результаты обработки реальных записей сигнала и баз данных, полученных от эксплуатирующихся комплексов, и статистического имитационного модели-

рования алгоритмов обнаружения и фазового пеленгования в условиях многолучевого распространения, выполненные авторами настоящей статьи, свидетельствуют о том, что аномальные оценки азимута составляют не более 10 % от числа всех оценок.

Анализ гистограмм, построенных по базам данных эксплуатирующихся комплексов, показал, что оценки азимута группируются даже при наличии аномальных оценок [1], [2].

Единственным способом борьбы с аномальными оценками при невозможности предотвращения их появления является цензурирование [3]. Цензурирование аномальных оценок сводится к определению области группировки и отбрасыванию оценок, не попадающих в эту область.

Область группировки целесообразно определять по гистограмме оценок, построенной в полярных координатах (рис. 2), для предотвращения разрыва при переходе $360...0^\circ$ или от -180 к 180° .

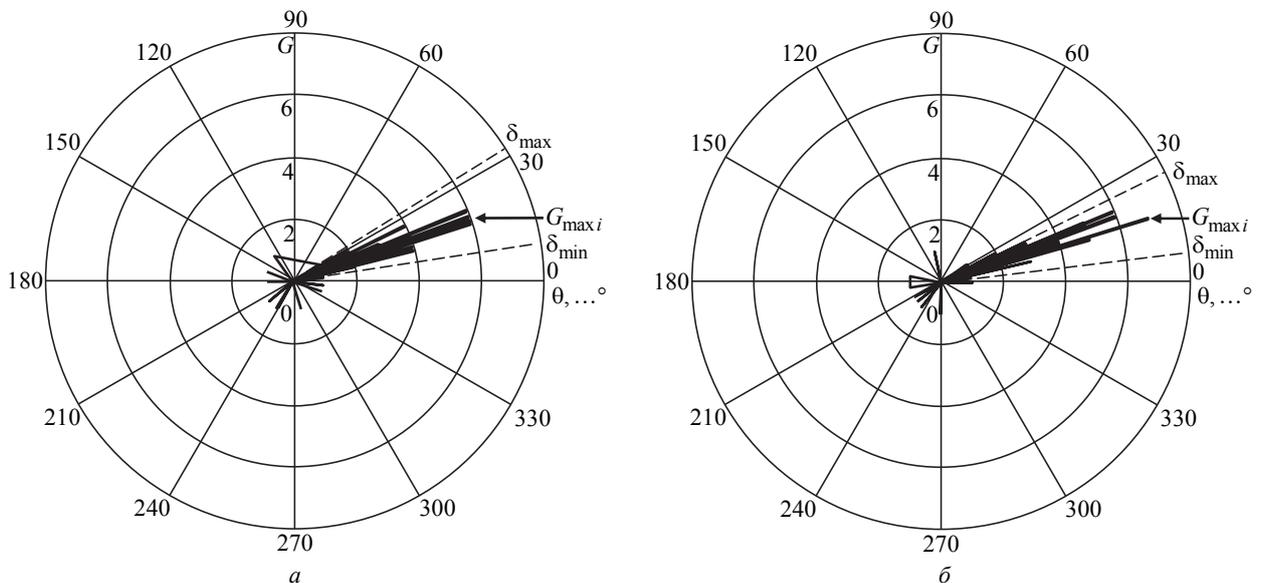


Рис. 2

Для определения полосы частот, занимаемой сигналом одного ИРИ, требуется найти в матрице T непересекающиеся друг с другом квадратные участки, состоящие из одних единиц. Первый отсчет \tilde{m} и последний отсчет \tilde{n} найденного квадратного участка определяют оценки границ полосы частот, занимаемой сигналом. Для указанной полосы частот записываются оценки азимута $\hat{\Theta}_i$, $i \in \tilde{m} \dots \tilde{n}$. Оценка УК ИРИ

$$\hat{\Theta}_{m \dots n} = \arg \left[\sum_{i=\tilde{m}}^{\tilde{n}} \exp(j\hat{\Theta}_i) \right]$$

вычисляется по всем оценкам азимута $\hat{\Theta}_i$, относящимся к оцененной полосе частот.

Эффективная оценка полосы частот получается заниженной по сравнению с фактической, так как:

- могут быть отброшены крайние отсчеты, для которых оценка усеченного среднего вследствие меньшего отношения "сигнал/шум" является смещенной;
- отбрасываются отсчеты в области перекрытия спектров.

Однако отбрасывание слабокоррелированных между собой отсчетов обеспечивает оценке УК ИРИ устойчивость.

Следует отметить, что при обнаружении и оценивании направлений прихода сигналов типа цифровой частотной модуляции или сигналов с сильно изрезанным спектром могут быть сформированы оценки нескольких полос с близкими направлениями прихода, соответствующих одному ИРИ. Совместный анализ амплитудного спектра и вынесенных оценок $\hat{\Theta}_{\tilde{m} \dots \tilde{n}}$ позволяет отнести их к одному или к различным ИРИ.

Результаты исследования. На рис. 4, *a* приведена модель амплитудного спектра смеси сигналов ИРИ $S(f_s)$, где частота задана в условных единицах – номерах отсчетов ДПФ.

Сигнал ИРИ1 задан эталонным. Он не подвергается многолучевому распространению и не перекрывается по спектру с другими сигналами. Перекрытие по спектру имитировано попарно для сигналов ИРИ2 и ИРИ3, ИРИ4 и ИРИ5, ИРИ6 и

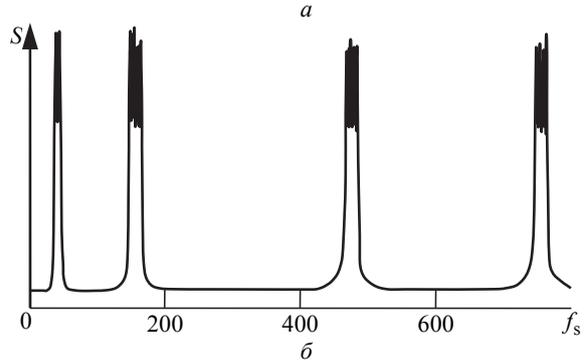
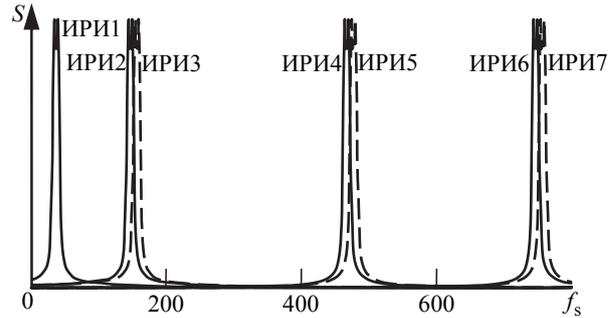


Рис. 4

ИРИ7. Сигналы ИРИ2–ИРИ7 также подвергаются многолучевому распространению. В таблице заданы азимуты ИРИ и занимаемая полоса частот в номерах отсчетов ДПФ $m \dots n$. Угол места для всех сигналов при многолучевом распространении принимал случайные значения от 0 до 60°.

На рис. 4, *б* приведен накопленный по $K = 30$ реализациям амплитудный спектр смеси сигналов с шумом, по которому проводится обнаружение сигналов ИРИ.

Частотно-азимутальная панорама рис. 5, *a* построена по оценкам азимута, сформированным алгоритмом совместного обнаружения и пеленгования [5] при трехэлементной АР. На ней присутствуют аномальные оценки, обусловленные многолучевым распространением и перекрытием спектров соседних сигналов. На рис. 5, *б* показана частотно-азимутальная панорама после цензурирования аномальных оценок, обусловленных многолучевым распространением. Загрязненность аномальными оценками панорамы рис. 5, *б* существенно меньше, чем на рис. 5, *a*, но присутствуют аномальные оценки, обусловленные перекрытием спектров

Параметр	Номер ИРИ						
	1	2	3	4	5	6	7
$m \dots n$	32...47	140...155	150...167	460...476	470...488	740...757	749...767
$\tilde{m} \dots \tilde{n}$	37...47	147...155	158...167	466...476	478...488	744...757	757...767
θ, \dots°	0	15	130	50	70	100	108
$\hat{\Theta}_{m \dots n}, \dots^\circ$	0.8	15.3	130.5	51.0	69.4	100.7	107.5

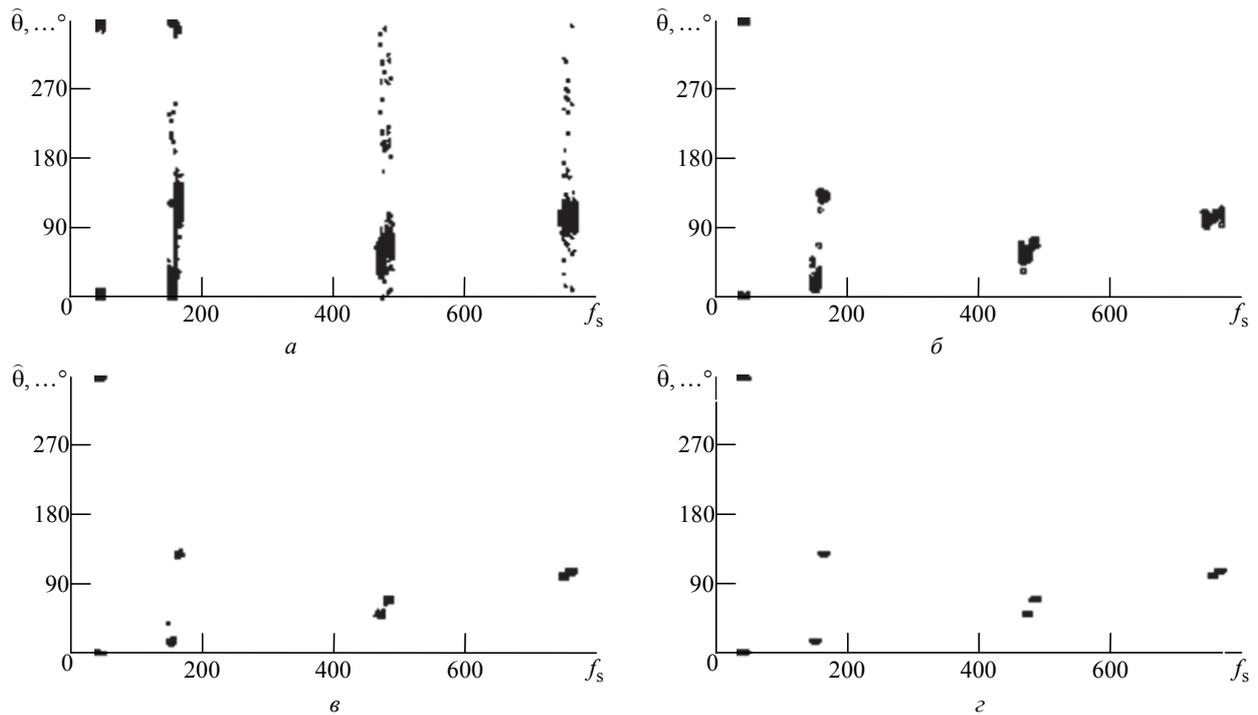


Рис. 5

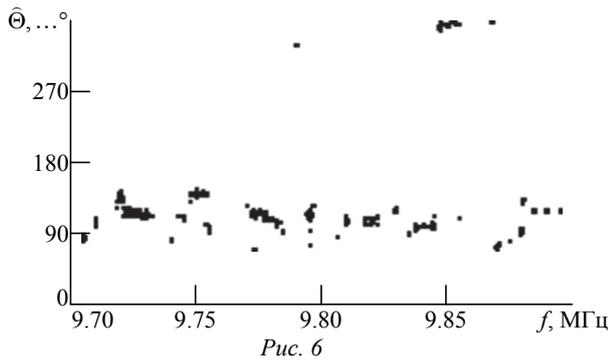


Рис. 6

Рис. 7

соседних сигналов. Рис. 5, в представляет частотно-азимутальную панораму после цензурирования аномальных оценок из-за перекрытий спектров.

На рис. 5, г изображены оценки $\hat{\Theta}_{\tilde{m} \dots \tilde{n}}$ УК ИРИ в оцененной полосе частот. Значения оценок и границ полос $\tilde{m} \dots \tilde{n}$, занимаемых сигналами ИРИ, приведены в таблице.

Оценки азимута базы данных, отображенные на рис. 1, обрабатывались в соответствии с описанной методикой цензурирования аномальных оценок. Частотно-азимутальная панорама после цензурирования аномальных значений базы данных показана на рис. 6, а оценки азимута ИРИ в полосе оцененных частот приведены на рис. 7.

Предложенная методика вторичной обработки оценок азимута, формируемых при радиомониторинге, с исключением аномальных оценок, продемонстрировала свою эффективность при статистическом имитационном моделировании и обработке результатов реальных данных.

Рассмотренная методика цензурирования аномальных оценок применима и при использовании M -элементных АР и разработанных под них алгоритмов обнаружения и оценивания УК ИРИ, позволяющих разделить сигналы, перекрывающиеся по спектру. В гистограммах будут присутствовать несколько зон группировки оценок. Число областей группировки определяется числом выносимых оценок для данного частотного отсчета.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гутин В. С., Шевченко М. Е. Возникновение аномальных оценок направлений источников радиоизлу-

чения в условиях многолучевого распространения // 3-я Всерос. конф. "Радиоэлектронные средства полу-

чения, обработки и визуализации информации" (РСПОВИ–2013): сб. докл. Смоленск, 26–28 июня 2013 г. М.: РНТОРЭС им. А. С. Попова, 2013. С. 166–169.

2. Шевченко М. Е. Оценивание направлений прихода сигналов в условиях многолучевого распространения // 4-я Всерос. конф. "Радиоэлектронные средства получения, обработки и визуализации информации" (РСПОВИ–2014): сб. докл. Нижний Новгород, 24–26 сент. 2014 г. М.: РНТОРЭС им. А. С. Попова, 2014. С. 165–169.

3. Устойчивые статистические методы оценки данных / под ред. Р. Л. Лонера, Г. Н. Уилкинсона; пер. с англ. М: Машиностроение, 1984. 232 с.

4. Хьюбер П. Робастность в статистике. М.: Мир, 1984. 304 с.

5. Шевченко М. Е., Чемаров А. О. Обнаружение и оценивание параметров источников радиоизлучения в широкой полосе обзора. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2011. 136 с.

Статья поступила в редакцию 17 октября 2017 г.

Для цитирования: Методы цензурирования аномальных оценок азимута в малоэлементных антенных решетках / М. Е. Шевченко, В. Н. Малышев, Д. О. Задирако, Д. Н. Файзуллина, Н. С. Стенюков, М. С. Шмырин // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 5. С. 5–11.

Шевченко Майя Евгеньевна – кандидат технических наук (1997), доцент (2002) кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 45 научных работ. Сфера научных интересов – прием и обработка радиосигналов; обнаружение, оценивание и пеленгование сигналов; частотный радиомониторинг; цифровая обработка сигналов. E-mail: m_e_shevchenko@mail.ru, meshevchenko@etu.ru

Малышев Виктор Николаевич – доктор технических наук (2000), профессор (2004), декан факультета радиотехники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – численные методы; СВЧ-техника; антенны; информационные сети; информационная безопасность. E-mail: vm@etu.ru

Задирако Дмитрий Олегович – инженер (2010) по специальности "Радиоэлектронные системы", инженер АО «НИИ "Вектор"» (Санкт-Петербург). Автор шести научных публикаций. Сфера научных интересов – прием и обработка радиосигналов; цифровая обработка сигналов; обнаружение и пеленгование сигналов. E-mail: dozadirako@gmail.com

Файзуллина Дилара Наилевна – магистр (2013) по направлению "Инфокоммуникационные технологии и системы связи", инженер АО «НИИ "Вектор"» (Санкт-Петербург). Автор семи научных публикаций. Сфера научных интересов – прием и обработка радиосигналов, цифровая обработка сигналов; обнаружение и пеленгование сигналов. E-mail: dilara89@yandex.ru

Стенюков Николай Сергеевич – кандидат технических наук (1974), ведущий научный сотрудник АО «НИИ "Вектор"» (Санкт-Петербург). Автор 35 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов в радиомониторинге. E-mail: nsten@mail.ru

Шмырин Михаил Сергеевич – радиоинженер (2005, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), начальник отдела АО «НИИ "Вектор"» (Санкт-Петербург). Автор четырех научных публикаций. Сфера научных интересов – аппаратно-программные средства в радиомониторинге. E-mail: kotovski@list.ru

M. E. Shevchenko, V. N. Malyshev
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

D. O. Zadirako, D. N. Faizullina, N. S. Stenyukov, M. S. Shmyrin
JSC «SRI "Vector"» (Saint Petersburg)

Methods for Anomalous Azimuth Estimate Censoring in Small Element Antenna Arrays

Abstract. There are abnormal azimuth estimates caused by multipath propagation and adjacent signal spectra overlapping in azimuth estimates of radio source created by radio monitoring complexes in broad band. In case of multipath propagation, the radio signal phase formed by addition of multipath components in antenna depends on their amplitudes and phases. If amplitudes of multipath components are approximately identical, and the initial phase difference is from 160 to 200° then the radio signal phase in each antenna may have abnormal value which does not correspond to the direction of multipath component arrival and results in abnormal azimuth estimates. When adjacent signal spectra are overlapping there appear the abnormal estimates depending on the amplitude and azimuth of spectral component signals from different radio sources. Determination and censoring methods are offered for the both types of abnormal estimates. Censoring of the abnormal estimates caused by a multipath propagation involves determination of estimation histogram are-

as where estimates are grouped or deleted in case they do not belong to this area. Censoring of abnormal estimates caused by adjacent signals spectra overlapping is based on correlative approach, and consists in determination of the range formed by adjacent frequency samples, for which azimuth estimates are strongly correlated between themselves. Application of proposed methods is shown by statistical simulation modeling results and radio monitoring complex data processing results.

Key words: Anomalous Azimuth Estimation, Censoring, Radio Monitoring, Histogram, Multipath, Radio Source Corner Coordinates

REFERENCES

1. Gutin V. S., Shevchenko M. E. Anomalous Estimation of Radio Emission Source Directions under Multipath Conditions. *3d Vseross. konf. "Radioelektronnyye sredstva polucheniya, obrabotki i vizualizatsii informatsii, 26–28 iyunya 2013 g., Smolensk* [3d All-Russian Conference "Radioelectronic Means of Information Obtaining, Processing and Visualization"]. June 26–28, 2013, Smolensk, pp. 166–169.

2. Shevchenko M. E. Estimation of Signal Arrival Directions under Multipath Conditions. *4th Vseross. konf. "Radioelektronnyye sredstva polucheniya, obrabotki i vizualizatsii informatsii, 24–26 sent. 2014 g., Nizhnii Novgorod* [4th All-Russian Conference "Radioelectronic Means of

Received October, 17, 2017

For citation: Shevchenko M. E., Malyshev V. N., Zadirako D. O., Faizullina D. N., Stenyukov N. S., Shmyrin M. S. Methods for the Censoring of Anomalous Azimuth Estimates in Small Element Antenna Arrays. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 5, pp. 5–11. (In Russian)

Maya E. Shevchenko – Ph.D. in engineering (1997), Associate Professor (2002) of the Department of Radio Electronics Equipment of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 45 scientific publications. Area of expertise: radio signals reserving and processing; frequency radio monitoring; digital signal processing. E-mail: m_e_shevchenko@mail.ru, meshevchenko@etu.ru

Victor N. Malyshev – D.Sc. in engineering (2000), Professor (2004), the Dean of faculty of Radio Equipment and Telecommunications of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: numerical methods; microwave engineering; antennas; information networks; information security. E-mail: vm@etu.ru

Dmitry O. Zadirako – Dipl.-engineer in Radio Electronic Systems (2010, Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"), the engineer of JSC «SRI "Vector"» (Saint Petersburg). The author of six scientific publications. Area of expertise: radio signals reserving and processing; digital signal processing; signal detection and finding. E-mail: dozadirako@gmail.com

Dilara N. Fayzullina – Master of Science in Information Technologies and Communication Systems (2013), the engineer of JSC «SRI "Vector"» (Saint Petersburg). The author of seven scientific publications. Area of expertise: radio signals reserving and processing; digital signal processing; signal detection and finding. E-mail: dilara89@yandex.ru

Nicolay S. Stenyukov – Ph.D. in Engineering (1974), the leader scientist of JSC «SRI "Vector"» (Saint Petersburg). The author of 35 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing in radio monitoring. E-mail: nsten@mail.ru

Mikhail S. Shmyrin – Dipl.-engineer in Radio Engineering (2005, Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"), the chief of the Department of JSC «SRI "Vector"» (Saint Petersburg). The author of four scientific publications. Area of expertise: hardware and software in the radio monitoring. E-mail: kotovski@list.ru

УДК 621.396.96

Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев
 АО "Российский институт радионавигации и времени" (Санкт-Петербург)
 В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур
 Санкт-Петербургский государственный электротехнический
 университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Компьютерная модель отраженного сигнала спутникового высотомера

Объектом исследования является высотомер космического базирования. Цель исследования – разработка компьютерной модели отраженного сигнала спутникового радиовысотомера в среде Matlab. В работе используется феноменологическая интерпретация отражающей поверхности как совокупности независимых отражателей (блестящих точек), на свойства которых накладывается ряд ограничений. Полученная модель применима для изучения влияния параметров зондирующего сигнала, антенны высотомера, состояния морской поверхности и ряда других параметров на форму профиля принимаемой мощности, а также верификации теоретических результатов. Разработанный программный продукт обладает высокой степенью адекватности физически прогнозируемым характеристикам отраженного сигнала и вполне пригоден для применения в компьютерных экспериментах по исследованию основных режимов функционирования высотомера.

Спутниковый высотомер, отражающая поверхность, элементарный отражатель, отраженный сигнал

Спутниковые радиолокационные высотомеры являются ключевым элементом космических миссий, предназначенных для дистанционного зондирования Земли. Альтиметры сантиметрового и миллиметрового диапазонов позволяют проводить глобальный мониторинг земной поверхности вне зависимости от времени суток и состояния атмосферы, осуществляя бесконтактное измерение уровня и степени взволнованности морской поверхности, локализацию океанских течений и вихрей, измерение вектора приповерхностного ветра и т. п.

В течение десятилетий отечественные системы космического мониторинга Земли создавались в расчете на использование альтиметров зарубежных фирм, имеющих устоявшиеся позиции на рынке высокотехнологичной электроники научного профиля. Текущая же конъюнктура дает импульс к активизации разработок отечественных высотомеров, отвечающих мировым стандартам в части точности, энергосбережения и коммерческой привлекательности.

На проектно-тестовом этапе разработки критически важная роль отводится компьютерным моделям, имитирующим физические условия и разнообразные режимы функционирования спутникового высотомера. В настоящей статье обоснованы подходы к моделированию сигнала, принимаемого альтиметром космического базирования, детализированы параметры модели и приведены результаты ее

верификации на основе теоретического анализа и компьютерных экспериментов.

Профиль принимаемой мощности. В ряде публикаций [1]–[4] приведены варианты выражения для профиля (зависимости от времени) мощности отраженного сигнала, поступающего на приемник высотомера. Геометрию расчета профиля для случая невзволнованной поверхности поясняет рис. 1 [2], где горизонтальная плоскость xOy соответствует отражающей поверхности; h – высота фазового центра антенны альтиметра над отра-

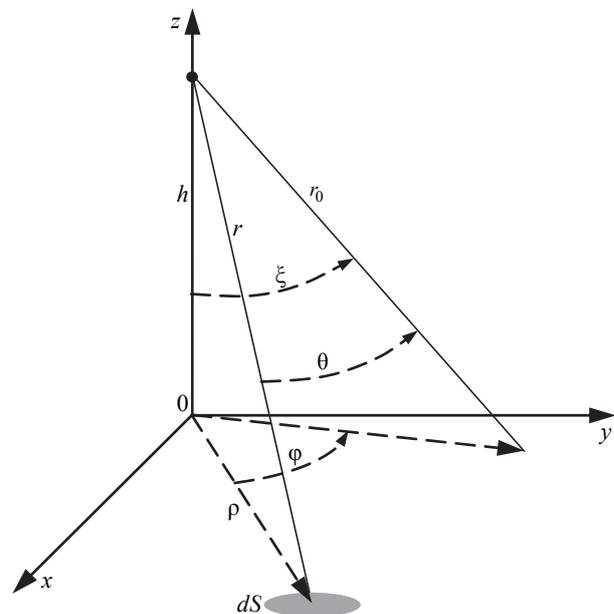


Рис. 1

жающей поверхностью; ξ – угол между осью диаграммы направленности антенны (ДНА) r_0 и направлением надира; r – наклонная дальность от фазового центра антенны до элемента отражающей поверхности (блестящей точки) dS , имеющего полярные координаты ρ , φ ; θ – угол между направлением на этот элемент и осью ДНА.

В предположении некогерентного сложения мощностей отражений от блестящих точек в пределах освещаемого пятна результирующая усредненная принятая мощность определится соотношением [2]

$$P_r(t) = A \int_0^\pi \int_0^\infty \frac{s^2 \left(t + 2 \frac{h-r}{c} \right)}{\left[1 + (\rho/h)^2 \right]^2} G^2(\theta) \rho d\rho d\varphi, \quad (1)$$

где в A собраны все не зависящие от координат элементарного отражателя величины; $s(t)$ – форма сжатого зондирующего импульса; $r = \sqrt{h^2 + \rho^2}$; c – скорость света; $G(\theta)$ – ДНА;

$$\theta = \arccos \frac{h \cos \xi + \rho \sin \xi \cos \varphi}{r}.$$

Во многих источниках по спутниковой альтиметрии [1]–[5] обосновывается тезис о том, что профиль принимаемой мощности при волнении моря есть свертка отражения от невзволнованной поверхности с плотностью вероятности высоты волны \mathcal{W} . Тогда выражение для профиля мощности при волнении моря имеет вид

$$P_{rw}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{c}{2} \mathcal{W} \left(\frac{cx}{2} \right) P_r(t-x) dx.$$

Распространенной аппроксимацией \mathcal{W} является гауссовская [1]–[6]:

$$\mathcal{W}(z_w) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_{z_w}} \exp \left(-\frac{z_w^2}{2\sigma_{z_w}^2} \right),$$

где σ_{z_w} – среднеквадратическое отклонение высоты волны z_w . Как можно видеть, при остром луче антенны (шириной порядка 1°) от высоты волны z_w в (1) зависит только мощность сигнала $s(t)$. Поэтому для нахождения $P_{rw}(t)$ можно воспользоваться непосредственно соотношением (1), подставив в него вместо $s^2(t)$ свертку этой функции с плотностью вероятности высоты волны. В частности, при колокольном приближении формы сжатого зондирующего импульса подоб-

ная свертка вновь окажется колокольным импульсом большей длительности [6].

Модель отраженного сигнала в среде Matlab.

Традиционная феноменологическая модель представляет отражающую поверхность совокупностью отдельных отражателей (блестящих точек) [7]–[9], удовлетворяющих следующим ограничениям [10]:

- парциальный сигнал индивидуального отражателя не зависит от сигналов других отражателей;
- количество элементарных отражателей, образующих поверхность, должно быть велико, а отражающие свойства этих элементов приблизительно одинаковы;
- ординаты отражателей распределены по нормальному закону, причем статистические характеристики поверхности считаются неизменными в пределах всей облучаемой области в течение продолжительности отраженного сигнала;
- фазы сигналов элементарных отражателей случайны и равномерно распределены в интервале от 0 до 2π ;
- форма и размеры элементарных отражателей определяют диаграмму обратного рассеяния морской поверхности. Поскольку отдельные отражатели имеют конечные размеры, существенно превышающие длину волны радиоизлучения λ , они рассеивают энергию в ограниченном диапазоне углов;
- угол отклонения оси ДНА ξ невелик, так что облучение близко к вертикальному;
- поверхность крупношероховатая; значения ординат морских волн и радиусы кривизны много больше λ .

Детали компьютерной модели поясняются рис. 2. Элементарные отражатели (блестящие точки) отстоят друг от друга на интервал корре-

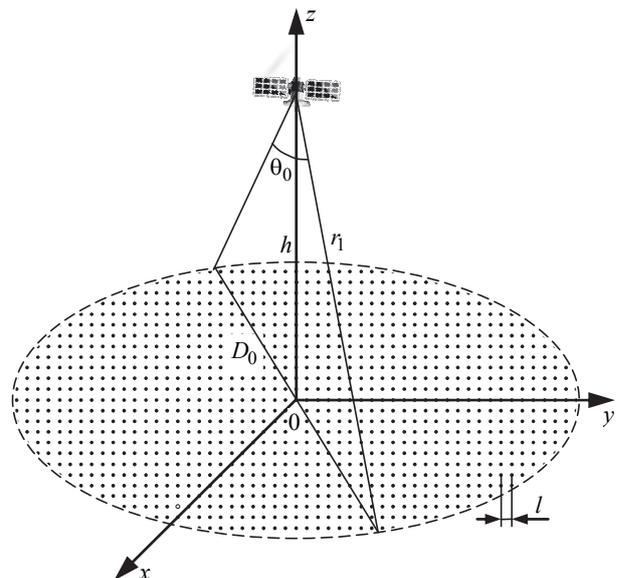


Рис. 2

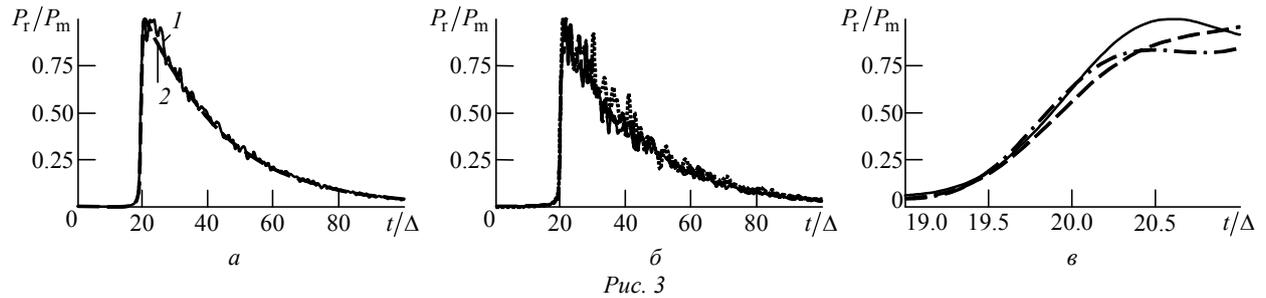


Рис. 3

ляции l , зависящий от взволнованности морской поверхности. В дополнение к ранее введенным обозначениям на рис. 2 показаны: θ_0 – ширина луча ДНА на половинном уровне; $r_1 = h/\cos(\theta_0/2)$ – расстояние от космического аппарата до крайнего элементарного отражателя в пределах луча антенны и $D_0 = 2h \operatorname{tg}(\theta_0/2)$ – диаметр области, засвечиваемой лучом антенны шириной θ_0 . Для учета более отдаленных отражателей полный диаметр пятна засветки принимался в 2 раза большим: $D = 2D_0$.

В компьютерных экспериментах, выполненных при отсутствии волнения, значение l варьировалось с целью достижения компромисса между точностью имитации отраженного сигнала и временем исполнения программы. Для компьютерных экспериментов при значениях параметров волнения, указанных далее, удовлетворительным в указанном смысле было сочтено значение $l = D/500$.

Для экономии времени вычислений процедура сжатия сигнала приемником из модели исключена, а сжатие учтено адекватным укорочением и увеличением мощности зондирующего сигнала. Иначе говоря, реальный высотомер с широкополосным зондированием заменен гипотетическим, излучающим короткий импульс, эквивалентный реальному по форме отклика согласованного фильтра.

Предположим, что сжатый импульс описывается законом $\sin(Wt)/(Wt)$, что отвечает зондирующему сигналу с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) с девиацией W . Генерируемый моделью нормированный на максимум P_m профиль мощности отраженного сигнала, усредненный по $N = 1000$ зондированиям, приведен на рис. 3, а, где время нормировано на длительность импульса по уровню половинной мощности $\Delta = 0.8859/W$. Для наглядности профиль смещен вправо на величину 20Δ . График построен для следующих исходных параметров высотомера и отражающей поверхности:

- высота орбиты спутника $h = 1000$ км;
- ширина спектра сигнала $W = 320$ МГц;
- расстояние между элементарными отражателями $l = 42$ м;
- число возможных значений начальных фаз отражателей $N_p = 100$;
- значимая высота морских волн $H_w = 0$ ($H_w \approx 4\sigma_{z_w}$ [1], [3], [4]);
- ширина луча ДНА на половинном уровне $\theta_0 = 0.6^\circ$.

Для сравнения на том же рисунке представлен профиль мощности, рассчитанный с помощью (1). Как видно, различия между теоретической и модельной кривыми малозаметны. На рис. 3, б показаны несколько наложенных реализаций усредненного по 100 зондированиям профиля мощности, нарастающие фронты которых (с растяжением по оси времени) приведены на рис. 3, в, демонстрирующем незначительные флюктуации момента достижения фронтом уровня половины максимальной мощности усредненного профиля.

В ходе тестирования программы построены нормированные кривые профиля мощности для различных значимых высот волны H_w (рис. 4). Как и ожидалось, волнение моря приводит к растяжению переднего фронта профиля, подтверждая правомерность учета волнения эквивалентным увеличением длительности зондирующего импульса.

На рис. 5, а представлены нормированные кривые профиля мощности отраженного сигнала высотомера для значений интервала простран-

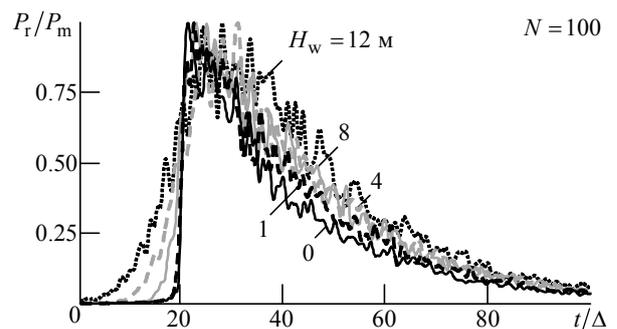


Рис. 4

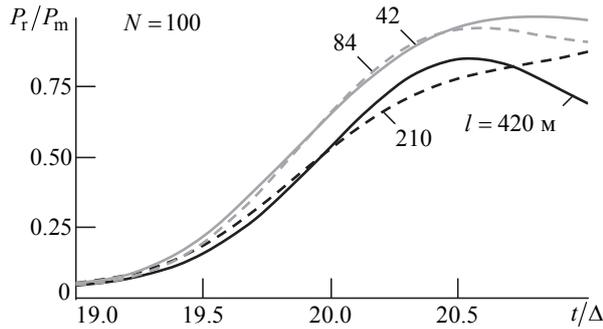
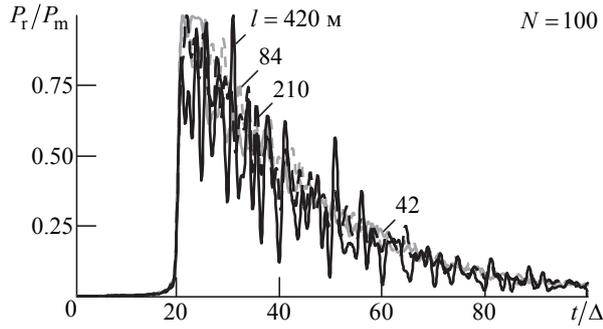


Рис. 5

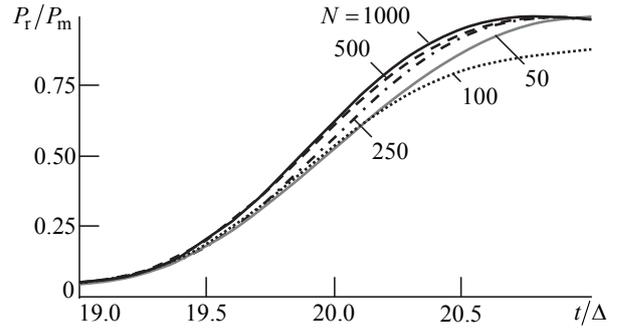
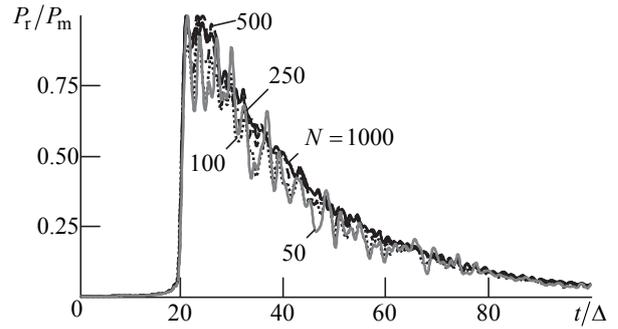


Рис. 6

ственной корреляции $l = D/50, D/100, D/250, D/500$ (при $D = 21\,000$ м): 420, 210, 84 и 42 м соответственно. Передние фронты этих зависимостей приведены на рис. 5, б. Видно, что увеличение расстояния между "блестящими точками" в модели приводит в основном к усилению флуктуаций заднего фронта профиля, влияние же этого фактора на передний фронт выражено слабо.

Рис. 6 демонстрирует влияние числа накопленных зондирований N на нормированный принятый профиль мощности. Отчетливо прослеживается улучшение сглаживания медленно спадающего фронта отраженного сигнала, тогда как крутой передний фронт малочувствителен к увеличению параметра N .

На рис. 7 изображены зашумленные нормированные профили мощности в зависимости от отношения принятой мощности к дисперсии теплового шума на входе квадратичного детектора Q . Рост интенсивности шума поднимает "пьедестал" (шумовую дорожку) нормированного профиля, не оказывая заметного влияния на скорость нарастания его переднего фронта.

На рис. 8, а, б представлены профили мощности и их передние фронты для следующих характерных аппроксимаций ДНА:

$$G_1(\theta) = \left[\frac{\sin(2.784 \cdot \theta/\theta_0)}{2.784 \cdot \theta/\theta_0} \right]^2,$$

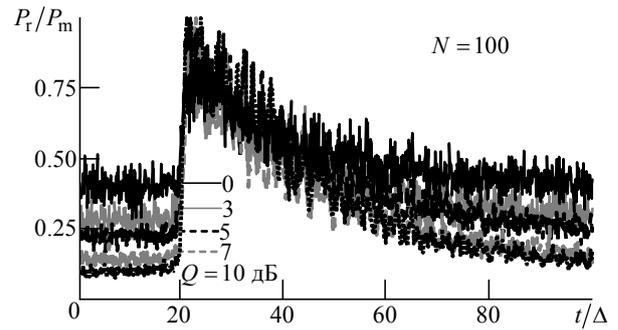


Рис. 7

$$G_2(\theta) = \left| \frac{0.45\theta_0}{\sin \theta} J_1 \left(\frac{4.432}{\theta_0} \sin \theta \right) \right| \cos^2 \frac{\theta}{2}$$

– антенна с параболическим зеркалом,

$$G_3(\theta) = \exp \left[-4 \ln 2 (\theta/\theta_0)^2 \right]$$

при ширине главного лепестка на половинном уровне $\theta_0 = 0.6^\circ$ ($J_1(\cdot)$ – функция Бесселя первого порядка). Рис. 9 иллюстрирует влияние на профиль мощности ширины луча θ_0 зеркальной параболической антенны с ДНА $G_2(\theta)$. Как можно было ожидать, форма ДНА не оказывает существенного влияния на передний фронт профиля, тогда как спад заднего фронта критически замедляется с расширением луча.

Графики усредненной мощности (рис. 10, а) и ее переднего фронта (рис. 10, б) в зависимости от времени при различных значениях W подтвер-

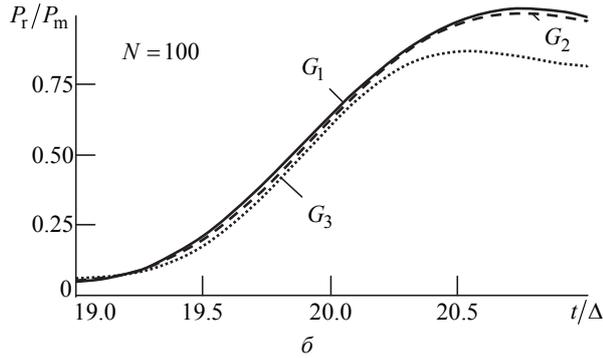
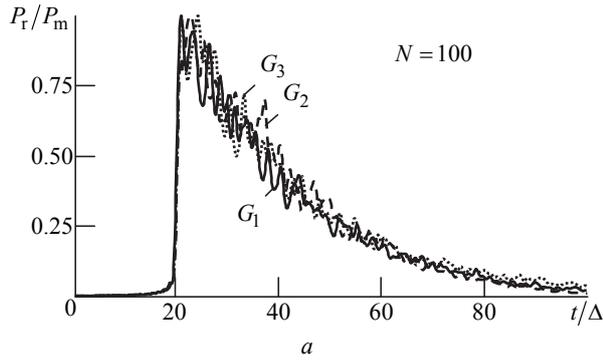


Рис. 8

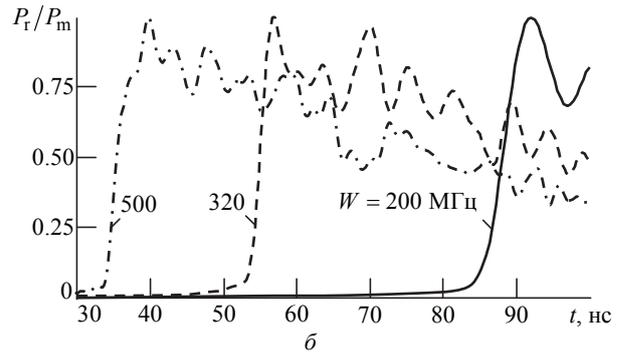
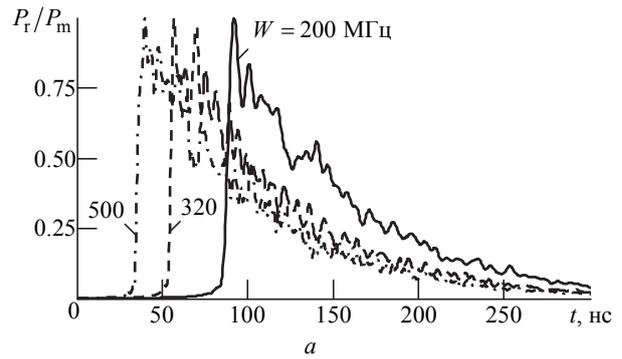


Рис. 10

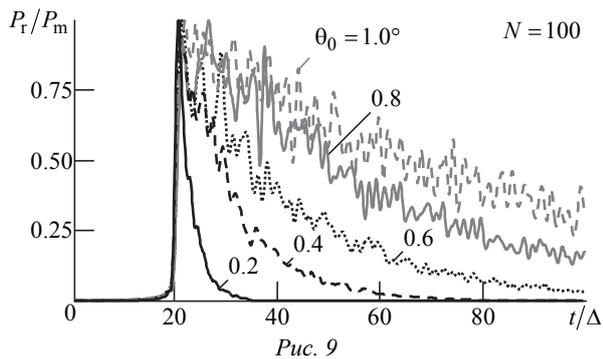


Рис. 9

ждут предсказуемое увеличение крутизны нарастающего фронта профиля с расширением полосы сигнала, а также нечувствительность к этому параметру скорости его убывания.

Как отмечалось, описанная модель воспроизводила профиль мощности на выходе фильтра сжатия в приемнике высотомера. Исключение из модели самой процедуры сжатия связано с тем, что при реальных ширине спектра, длительности сигнала и ширине луча антенны расчет одной ре-

ализации профиля занял бы десятки минут. Поэтому для дополнительной верификации предложенной модели генерируемые ею профили сопоставлялись с получаемыми с помощью модифицированной модели, охватывавшей сжатие импульса, при значениях параметров W и T , приемлемых с точки зрения временных затрат на моделирование. Исполняемый код Matlab был написан для зондирующих сигналов в виде ЛЧМ и фазоманипулированного (ФМ) импульсов. Сгенерированный моделью усредненный за $N=100$ зондирований профиль мощности для ЛЧМ-сигнала с полосой $W=50$ МГц и длительностью $T=10$ мкс показан на рис. 11, а. Для ФМ-сигнала в виде m -последовательности длины 511 усредненный профиль при тех же значениях W , T и N дан на рис. 11, б. Приведенные кривые практически неотличимы от аналогичных, генерируемых моделью, оперирующей со сжатым импульсом полосы $W=50$ МГц при $N=100$, что с особой наглядно-

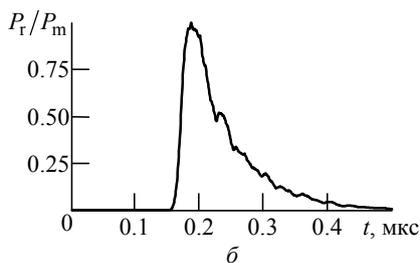
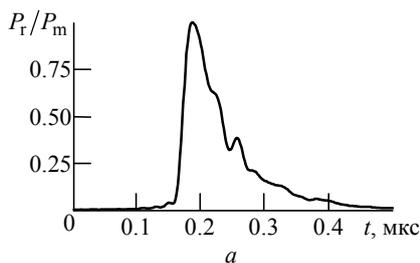
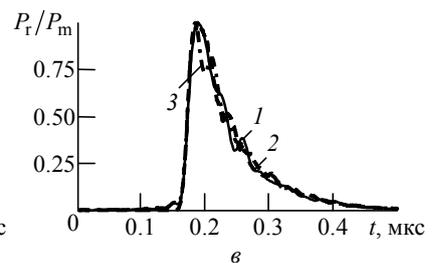


Рис. 11



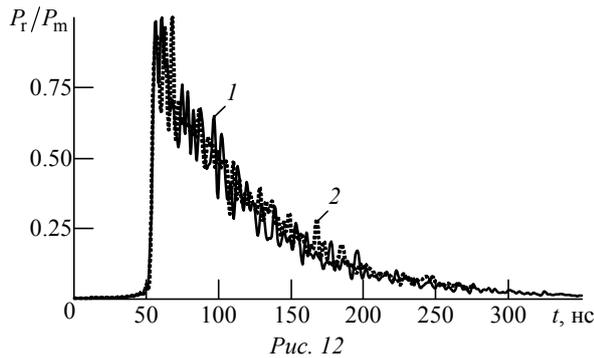


Рис. 12

стью следует из рис. 11, в, на котором представлены нормированные профили мощности для ЛЧМ-сигнала (кривая 1), ФМ-сигнала (кривая 2) и сжатого импульса вида $\sin(Wt)/(Wt)$ (кривая 3).

Для сопоставления исходной и модифицированной моделей по временным затратам проведен также расчет с их помощью профилей для реальных полосы $W = 320$ МГц и длительности зон-

дирующего ЛЧМ-сигнала $T = 100$ мкс при усреднении по $N = 50$ зондированиям. При отсутствии видимых отличий полученных кривых (рис. 12) продолжительность счета для модели, охватывающей сжатие, составила около 8 ч, тогда как для модели со сжатым сигналом аналогичные затраты не превышали нескольких минут.

Отметим, что при типичных вычислительных ресурсах расчет профиля мощности для ФМ-сигналов с теми же значениями полосы и длительности при включении в модель процедуры сжатия оказывается еще более затратным.

Из представленного в настоящей статье материала следует, что разработанная программная модель обладает высокой степенью адекватности физически прогнозируемым характеристикам отраженного сигнала и вполне пригодна для применения в компьютерных экспериментах по исследованию основных режимов функционирования высотомера.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Coastal Altimetry / ed. by S. Vignudelli, A. G. Kostianoy, P. Cipollini, J. Benveniste. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2011. 565 p.
2. 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.
3. Satellite Altimetry and Earth Sciences. A Handbook of Techniques and Applications / ed. by L.-L. Fu, A. Cazenave. San Diego: Academic Press, 2001. 463 p.
4. Barrick D. E., Lipa B. J. Analysis and Interpretation of Altimeter Sea Echo // Advances in Geophysics. 1985. Vol. 27. P. 61–100.
5. 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.
6. Brown G. S. Backscattering From a Gaussian-Distributed Perfectly Conducting Rough Surface // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1978. Vol. AP-26, № 3. P. 472–482.

Статья поступила в редакцию 07 марта 2017 г.

Для цитирования: Компьютерная модель отраженного сигнала спутникового высотомера / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 5. С. 12–19.

Боровицкий Дмитрий Сергеевич – кандидат технических наук (2016), ведущий научный сотрудник АО "Российский институт радионавигации и времени" (Санкт-Петербург). Автор 20 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 30 научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокация и радионавигация; теория связи.
E-mail: zhesterev@mail.ru

Ипатов Валерий Павлович – доктор технических наук (1983), профессор (1985) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Заслуженный деятель науки РФ (2001), почетный радист СССР (1983). Автор более 300

научных работ. Сфера научных интересов – радиоэлектронная системотехника; статистическая теория связи; широкополосные системы радиолокации, радионавигации и передачи данных; теория сигналов.

E-mail: ival1941@yandex.ru

Мамчур Руслан Михайлович – магистр техники и технологий по направлению "Радиотехника" (2015), аспирант и ассистент кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 10 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

D. S. Borovitsky, A. E. Zhesterev

JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time" (Saint Petersburg)

V. P. Ipatov, R. M. Mamchur

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Space-Based Altimeter Backscatter Waveform Software Model

Abstract. The subject of investigation is a space-based altimeter. The goal of investigation is development of MATLAB software model of echo-signal in a satellite radar altimeter. The phenomenological treatment of a scattering surface is used as a set of independent reflectors (specular points) subject to a number of restrictions. The model produced is applicable to simulating the effect of ranging signal parameters, antenna directivity, sea surface condition and other factors on the received power profile as well as verification of theory inferences. The software developed is of a great adequacy to physically predicted echo-signal characteristics and quite suitable for computer experiments aimed at studying altimeter basic operation modes.

Key words: Space-Based Altimeter, Reflective Surface, Specular Point, Echo-Signal

REFERENCES

1. Coastal Altimetry; ed. by S. Vignudelli, A. G. Kostianoy, P. Cipollini, J. Benveniste. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2011, 565 p.
2. 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.
3. Fu L.-L., Cazenave A. Satellite Altimetry and Earth Sciences. A Handbook of Techniques and Applications. San Diego, Academic Press, 2001, 463 p.
4. Barrick D. E., Lipa B. J. Analysis and Interpretation of Altimeter Sea Echo. Advances in Geophysics. 1985, vol. 27, pp. 61-100.
5. Hayne G. S. Radar Altimeter Mean Return Waveforms from Near-Normal-Incidence Ocean Surface Scattering. IEEE Trans. on Anten. and Prop. 1980, vol. AP-28, no. 5, pp. 687-692.
6. Brown G. S. Backscattering From a Gaussian-Distributed Perfectly Conducting Rough Surface. IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1978, vol. AP-26, no. 3, pp. 472-482.
7. Zubkovich S. G. Statisticheskie kharakteristiki radio-signalov, otrazhennykh ot zemnoi poverkhnosti [Statistical Characteristics of Radio Signals Reflected from Earth Surface]. Moscow, Sov. Radio, 1968, 224 p. (In Russian)
8. Zhukovskii A. P., Onoprienko E. I., Chizhov V. I. Teoreticheskie osnovy radiolokatsii [Theoretical Foundations of Radiolocation]. Moscow, Sov. Radio, 1979, 320 p. (In Russian)
9. Khein T. A., Baskakov A. I. Computer Model Design for Multifrequency Radiointerferometer Serving for Sea Surface Condition Analysis from Artificial Satellite Board. Radiotekhnicheskie i telekommunikatsionnye sistemy [Radio Engineering and Telecommunication Systems]. 2011, vol. 3, pp. 43-49. (In Russian)
10. Terekhov V. A. Radiolokatsionnye metody opredele-niya stepeni vzvolnovannosti morskoi poverkhnosti s borta ISZ [Radiolocation Methods of Sea Surface Wave Condition Determination from Artificial Satellite Board]. Ph.D. on engineering thesis. Moscow Power Eng. Inst. (Tech. University). Moscow, Russia, 2011, 228 p. (In Russian)

Received March, 07, 2017

For citation: Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Space-Based Altimeter Backscatter Waveform Software Model. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 5, pp. 12-19. (In Russian)

Dmitry S. Borovitsky – Ph.D. in Engineering (2016), leading research fellow of JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time" (Saint Petersburg). The author of 20 scientific publications. Area of expertise: broadband radiolocation and radionavigation systems; signaling 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 30 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 radio-man 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; signaling theory. E-mail: ival1941@yandex.ru

Ruslan M. Mamchur – Master of Science in Radio Engineering (2015), postgraduate student and assistant of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 10 scientific publications. Area of expertise: statistical communication theory; broadband radar, navigation and data systems; signal theory; technical electrodynamics. E-mail: ruslan.mamchur@mail.ru

УДК 520.27

Н. Е. Кольцов

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

С. А. Гренков

Институт прикладной астрономии Российской академии наук (ИПА РАН)

Цифровые видеоконверторы для радиоастрономических систем преобразования сигналов

Цифровые видеоконверторы предназначены для систем преобразования сигналов радиотелескопов. Для видеоконвертора, работающего с тактовой частотой 128 МГц, характерной для радиоастрономической аппаратуры на программируемых логических интегральных схемах, разработан цифровой гетеродин с шагом перестройки 10 кГц. Блок, содержащий 16 цифровых видеоконверторов, выделяет сигналы с полосой 16 или 8 МГц из потоков данных 10GE, поступающих от каналов преобразования широкополосных (512 МГц) сигналов.

Радиотелескоп, цифровой преобразователь сигналов, видеоконвертор

Большинство координатно-временных, геодезических и эфемеридных измерений методами радиоинтерферометрии со сверхдлинными базами (РСДБ) в настоящее время проводится с использованием многоканальных систем преобразования сигналов (СПС), в которых из широкополосного шумового сигнала промежуточной частоты (ПЧ) видеоконверторами выделяется ряд сравнительно узкополосных (до 16 МГц) сигналов [1]. Обычно такие СПС содержат 14–16 видеоконверторов с фазовым разделением сигналов верхней боковой полосы (ВБП) и нижней боковой полосы (НБП). При РСДБ-наблюдениях по астрометрическим и геодезическим программам чаще всего регистрируются сигналы с полосой ΔF равной 16 или 8 МГц. Видеоконверторы должны перестраиваться гетеродинами в широкой (до 1 ГГц) полосе частот с шагом 10 кГц. Хотя разделение сигналов ВБП и НБП, фильтрация и двухбитное квантование амплитуд выходных сигналов

выполняются цифровыми методами [2], габариты видеоконверторов и СПС в целом все еще остаются большими, так как квадратурные преобразователи частот и гетеродины выполняются на дискретных аналоговых элементах. Поэтому СПС невозможно установить в кабине небольшой быстроповоротной антенны рядом с радиоастрономическим приемным устройством (РПУ), что позволило бы отказаться от громоздких кабельных линий передачи широкополосных сигналов ПЧ с магистральными усилителями, корректорами неравномерности затухания сигналов в широкой полосе частот и множеством разъемов.

На новых радиотелескопах с небольшими антеннами, например на радиотелескопах РТ-13 [3], устанавливаются системы преобразования широкополосных сигналов (СПШС), в которых преобразуются в цифровую форму и форматируются сигналы ПЧ с полосами $B_s = 512$ МГц [4]. Цифровые СПШС компактны и размещаются в антенной ка-

бине, а полученные данные в международном формате VDIF (VLBI Data Interchange Format) [5] передаются по волоконно-оптическим линиям. Миниатюризация СПШС достигнута в основном благодаря разработке устройств цифрового преобразования широкополосных сигналов ПЧ на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) [6].

При расширении полосы приемно-регистрирующего канала радиотелескопа повышается чувствительность радиоинтерферометра и точность координатно-временных измерений, но для обработки высокоскоростных потоков данных, поступающих от радиотелескопов с СПШС, необходимы специализированные программные РСДБ-корреляторы [7]. Поэтому затруднена интеграция радиотелескопов с широкополосными каналами в разветвленные международные РСДБ-сети, где используются СПС с узкополосными каналами выделения и регистрации сигналов и соответствующие корреляторы, например коррелятор РСДБ-комплекса "Квазар-КВО" [8]. Задачу совместной работы в составе РСДБ-сети радиотелескопов с разнотипными системами преобразования и регистрации сигналов можно решить преобразованием потоков данных с помощью цифровых видеоконверторов, сформированных в ПЛИС.

Цифровой видеоконвертор на ПЛИС. В цифровой радиоастрономической аппаратуре на вход видеоконвертора поступает последовательность выборок (кодов) цифрового сигнала $y(r)$ с тактовой частотой f_T (r – порядковый номер выборки). Спектр входного сигнала занимает полосу частот $0 \dots B_C$, где $B_C = 0.5f_T$. Источником сигнала может быть аналого-цифровой преобразователь (АЦП) или какое-либо предшествующее цифровое устройство, например полифазный фильтр. В радиоастрономической аппаратуре на ПЛИС обычно используются тактовые импульсы с ча-

стотой $f_T = 2^\alpha$, где α – целое положительное число. Блоки умножения обычно работают с максимальной для ПЛИС тактовой частотой (например, для ПЛИС класса Xilinx седьмого поколения XC7K325T $f_{T \max} = 512$ МГц), что дает возможность использовать их повторно в элементе схемы, работающем с пониженной f_T . Наиболее подходящими для видеоконверторов являются тактовые частоты 128 и 256 МГц, при которых полоса входного сигнала B_C составляет 64 или 128 МГц соответственно. Выбор f_T зависит от сложности размещаемого в ПЛИС устройства и от ресурсов ПЛИС.

Функции цифрового видеоконвертора состоят в выделении из входного сигнала $y(r)$ сигналов с относительно узкими полосами ΔF на заданных частотах и двухбитном квантовании выделенных сигналов $z(k)$, где k – порядковый номер отсчета выходного сигнала. Сигналы ВБП и НБП разделяются фазовым методом.

Цифровой видеоконвертор (рис. 1) содержит преселектор; квадратурный преобразователь частоты, образованный двумя перемножителями, цифровым гетеродином и фильтрами низких частот (ФНЧ1), понижающий тактовую частоту в 2 раза; фазовый селектор сигналов ВБП и НБП; выходные ФНЧ2, формирующие полосу ΔF выходных сигналов; инвертор спектра; вычислитель среднеквадратического отклонения (СКО) узкополосного сигнала σ_z и двухбитные квантователи сигналов.

Цифровые выборки входного сигнала $y(r)$ с $f_T = 128$ МГц поступают в перемножители квадратурного преобразователя частот через преселектор. Преселектор отфильтровывает полезный сигнал от сигналов соседних полос, которые могут создать комбинационные помехи при преобразовании частоты. Он содержит три переключаемых фильтра с

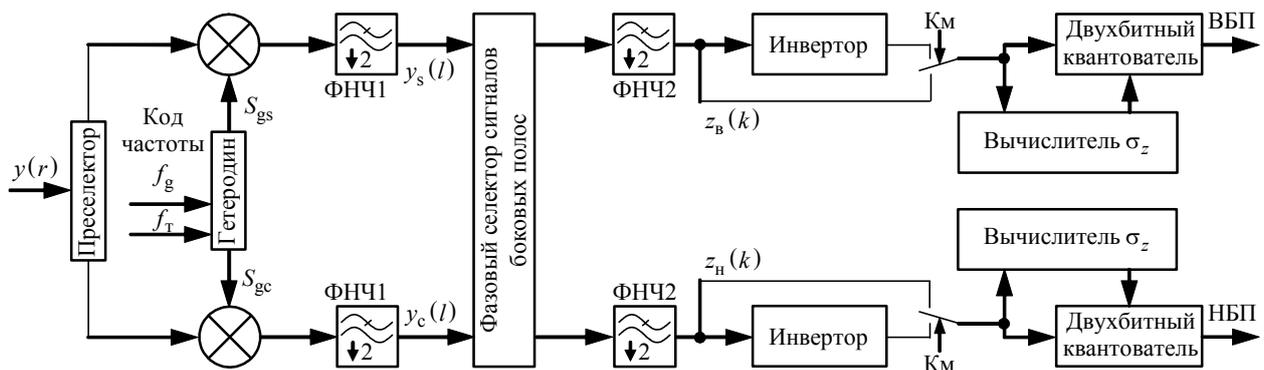


Рис. 1

частично перекрывающимися полосами пропускания. Фильтр преселектора выбирается устройством управления ПЛИС в зависимости от заданной частотой настройки гетеродина.

ФНЧ1 на выходах перемножителей с близкими к $2\Delta F$ полосами пропускания выделяют сигналы НБП и ВБП с полосами до 16 МГц. В этих фильтрах частота сигналов понижается в 2 раза при работе видеоконвертора с тактовой частотой 128 МГц или в 4 раза при работе с тактовой частотой 256 МГц, что экономит ресурсы ПЛИС, необходимые для формирования фазового селектора сигналов боковых полос. В результате на вход фазового селектора поступают сигналы в полосе 32 МГц с тактовой частотой $f_{T1} = 64$ МГц.

Цифровой гетеродин формирует квадратурные сигналы частотой f_g $S_{gc} = A \cos(2\pi f_g t_r)$ и $S_{gs} = A \sin(2\pi f_g t_r)$ с частотой выборки f_T , совпадающей с частотой выборки входного сигнала (A – амплитуда; $t_r = r/f_T$ – дискретное время). На выходах квадратурного преобразователя частоты сигналы $y_c(l)$ и $y_s(l)$ (l – номер отсчета с тактовой частотой $f_T/2$) сдвинуты по фазе на 90° один относительно другого. Чтобы разделить сигналы ВБП и НБП, в фазовом селекторе сигналы $y_c(l)$ и $y_s(l)$ дополнительно смещаются один относительно другого по фазе на 90° , а затем суммируются и вычитаются.

ФНЧ2 на выходах фазового селектора формируются сдвинутые по фазе на 90° сигналы, имеющие при двукратной децимации тактовой частоты полосу $\Delta F = 16$ МГц. При выборе полосы, равной 8 МГц, в ФНЧ2 устанавливается коэффициент децимации 4. Для установки необходимой для наблюдений полосы выходных сигналов устройством управления ПЛИС вводятся необходимые весовые коэффициенты, формирующие амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) ФНЧ2.

Выделенные ФНЧ2 сигналы квантуются по уровням: $z(k) < -\sigma_z$; $-\sigma_z \leq z(k) < 0$; $0 \leq z(k) < \sigma_z$ и $z(k) \geq \sigma_z$, где σ_z – СКО кодов сигнала $z(k)$. Необходимое для квантования значение СКО σ_z вычисляется по 2^{24} выборкам, что соответствует среднеквадратической погрешности вычислений 0.02 %. При этом практически исключены потери чувствительности радиоинтерферометра из-за неточной установки порогов квантования сигналов.

Выделенные фильтрами фазового селектора сигналы ВБП $z_b(k)$ и НБП $z_n(k)$ (k – номер выборки с тактовой частотой $2\Delta F$) имеют разнонаправленные спектры. С помощью инверторов восстанавливается правильная последовательность отсчетов спектра (от меньшей частоты к большей) для обоих сигналов. Инвертирование спектра выходного сигнала необходимо и в том случае, если спектр входного сигнала $y(r)$ был инвертирован на каких-либо предыдущих стадиях преобразования частот в РПУ. Спектр кодов сигналов инвертируется умножением его на $(-1)^k$.

Режим инвертирования определяется сигналами коммутаторов (Км) под управлением устройства на базе сформированного в ПЛИС процессора Microblaze по команде с управляющего компьютера радиотелескопа.

Двухбитные коды сигналов ВБП и НБП с тактовой частотой $F_T = 2\Delta F$ поступают в форматер данных.

Фазовый селектор сигналов боковых полос. Чтобы реализовать фазовый сдвиг сигналов на 90° в полосе 32 МГц и при этом экономить ресурсы ПЛИС, фазовый селектор разработан по предложенной в [2] трехканальной схеме (рис. 2).

С помощью двух пар ФНЧ с четырехкратным понижением тактовой частоты спектр частот выходных сигналов разделяется на три поддиапазона: 32...8, 8...2 и 2...0.15 МГц. В каждом поддиапазоне сигналы сдвигаются на 90° с помощью пары полосовых фазосдвигающих фильтров (cos-фильтр и sin-фильтр). Указанные фильтры имеют одинаковые АЧХ и взаимно сдвинутые на 90° фазочастотные характеристики, в результате чего обладают разной (четной и нечетной) симметрией импульсных характеристик (ИХ). Суммирование и вычитание входных сигналов фильтров дают сигналы НБП и ВБП соответственно в полосах частот поддиапазонов. При сложении и вычитании сигналов трех поддиапазонов формируются сигналы НБП и ВБП в полосе 32 МГц. Перед операциями суммирования сигналы с меньшей частотой дискретизации проходят интерполяцию для согласования этой частоты с частотой других суммируемых сигналов. Линиями задержки компенсируются запаздывания сигналов второго и третьего поддиапазонов.

Во втором и третьем поддиапазонах, где сигналы формируются с пониженными тактовыми частотами (16 и 4 МГц), блоки умножения используются неоднократно в течение одного периода

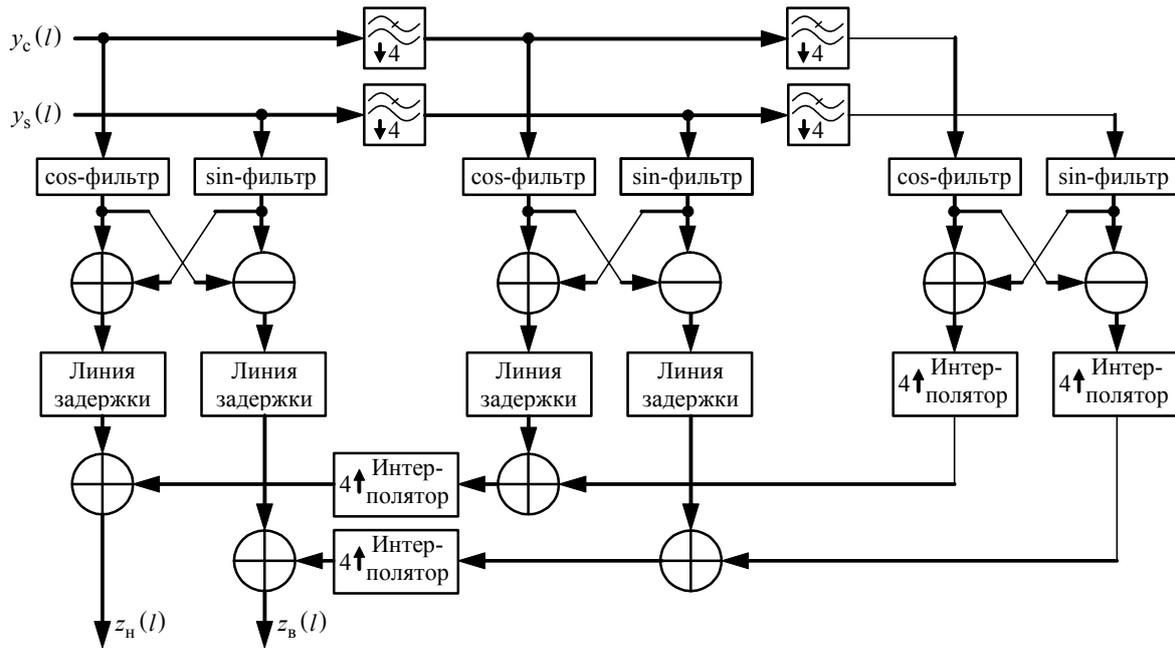


Рис. 2

тактовой частоты. Для этого они снабжены устройствами буферной памяти, выполненными на триггерах, входящих в структуру ПЛИС.

Селектор обеспечивает развязку сигналов НБП и ВБП не менее 35 дБ по мощности в полосе частот 0.15...32 МГц. Нижняя граница полосы пропускания канала (0.15 МГц) определяется необходимостью прохождения сигналов фазовой калировки с частотой 1.01 МГц без искажений. При выполнении фазового селектора ресурсы ПЛИС (особенно блоки умножения) затрачиваются в основном на формирование фазосдвигающих фильтров. Необходимое для реализации фильтра число блоков умножения C_x зависит от рабочей полосы частот фильтра, тактовой частоты и порядка ИХ фильтра p . Исследование нескольких вариантов фильтров с конечными ИХ (КИХ-фильтров) показало, что в достаточно широком диапазоне параметров сформированных в ПЛИС фильтров необходимый ресурс блоков умножения можно определить по эмпирической формуле

$$C_x = \langle p/a_x \rangle + c,$$

где $a_x = 2 \langle f_x/f_{\phi \min} \rangle$ – коэффициент использования блоков умножения, причем $f_x = 512$ МГц – тактовая частота умножителей; $f_{\phi \min}$ – нижняя граница полосы пропускания фильтра; угловые скобки обозначают целую часть дробного числа; $c = 2$ при дробном отношении p/a_x и $c = 1$ при целочисленном отношении.

Порядок ИХ p , определяющий крутизну скатов АЧХ фильтра, должен соответствовать условию $p \geq f_T/f_{\phi \min}$. Во втором и, особенно, третьем (самом низкочастотном) поддиапазонах фазового селектора необходимы более высокие порядки ИХ фильтров, но за счет неоднократного использования ячеек умножения можно существенно уменьшить их число. Однако и в этом случае в низкочастотном поддиапазоне необходим наибольший порядок фильтра p_n и наибольшее число используемых блоков умножения.

С целью рационального выбора ПЛИС оценены необходимые ресурсы встроенных в ПЛИС блоков умножения C_x , блоков памяти C_m , функциональных триггеров C_f и логических ячеек исполнения C_l для видеоконверторов с фазовыми селекторами, выполненными по одно-, двух- и трехзвенной схемам. Необходимые для сигнального тракта видеоконвертора (без гетеродина) ресурсы ячеек ПЛИС Xilinx седьмого поколения (например, XC7K325T) приведены в таблице.

Расход ресурсов ПЛИС существенно зависит от нижней границы полосы пропускания селектора $f_{\phi \min}$ и количества звеньев (поддиапазонов) фазового селектора. В трехзвенном селекторе необходимое число блоков умножения можно сократить в 29 раз при $f_{\phi \min} = 10$ кГц и в 3.5 раза при $f_{\phi \min} = 100$ кГц. Число блоков памяти емкостью 36 кБ уменьшается в 2.8 и 2 раза соответственно.

Вариант селектора	$f_{\phi \min}$, кГц	p_H	C_x	C_m	C_f	C_1
Однозвенный	10	6401	814	34	2411	1072
	100	641	84	16	2640	636
Двухзвенный	10	1601	72	14	2579	1120
	100	161	26	4	2887	993
Трехзвенный	10	401	28	12	2875	1261
	100	41	24	8	3037	1169
	150	27	24	8	2953	1072

При этом несколько увеличиваются затраты триггеров и логических ячеек, но не критично.

Уменьшение используемых ресурсов умножителей и ячеек памяти имеет большое значение для размещения в ПЛИС радиоастрономических устройств с большим числом функциональных узлов – видеоконверторов, полифазных фильтров, дешифраторов, форматеров, коммутаторов. Для видеоконвертора, используемого в рассматриваемом далее преобразователе потоков данных, был выбран вариант трехзвенного фазового селектора с полосой пропускания 0.1...16 МГц на принятом в РСДБ уровне –6 дБ. При такой полосе обеспечивается прохождение шумовых сигналов с заданными полосами ΔF и сигналов фазовой калибровки на частоте 1.01 МГц. Пульсации АЧХ трехзвенного селектора $Y(F)$ в полосе пропускания не превышают 0.5 дБ (рис. 3), что практически не влияет на результаты корреляционной обработки выделенных видеоконвертором узкополосных сигналов. Полоса частот выходного сигнала видеоконвертора (ΔF равна 16 или 8 МГц) формируется ФНЧ2 на выходе фазового селектора (см. рис. 1). Нижняя граница полосы пропускания $f_{\phi \min} = 0.1$ МГц определяется принятым порядком фильтра низкочастотного поддиапазона $p_H = 41$. При дальнейшем снижении частоты затухание внеполосного сигнала быстро увеличивается.

Цифровой гетеродин видеоконвертора. Для цифрового видеоконвертора необходим гетеродин, который формирует сдвинутые по фазе на 90° сигналы S_{gc} и S_{gs} (см. рис. 1) с той же тактовой частотой, с которой на входы умножителей

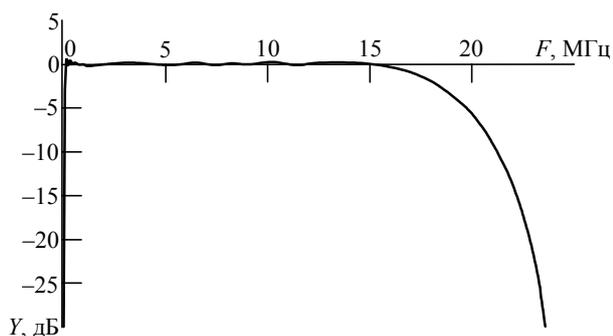


Рис. 3

поступают сигналы $y(r)$. Гетеродин должен перестраиваться по частоте с шагом $\mu = 10$ кГц, как это принято в СПС с видеоконверторами.

В широко применяемых генераторах прямого синтеза сигналов [9] тактовая частота и шаг перестройки связаны соотношением $f_T/\mu = 2^p$, где p – целое положительное число. В рассматриваемом видеоконверторе на ПЛИС это условие не выполняется, так как при РСДБ-наблюдениях частоты видеоконверторов обычно устанавливают с шагом $\mu = 10$ кГц, а тактовая частота составляет $f_T = 2^\alpha$ МГц. Поэтому был разработан гетеродин (рис. 4), который может перестраиваться по частоте с указанным шагом при тактовых частотах, принятых в радиоастрономической аппаратуре.

Гетеродин содержит датчик кода u , определяющего рабочую частоту f_g генерируемого сигнала, суммирующий накопитель кодов фаз, компаратор кодов и банки кодов гармонических сигналов $A \cos \psi$ и $A \sin \psi$, записанных для G значений фаз ψ в пределах одного периода гармонического колебания. При изменении фаз с шагом u банки формируют гетеродинные сигналы с частотой $f_g = u f_T / G = u \mu$, причем $u < 0.5U$, а максимальная рабочая частота гетеродина $f_{g \max} < 0.5 f_T$. Число записанных в банках кодов гетеродинных сигналов $U = f_T / \mu$.

При включении гетеродина через процессор Microblaze в память датчиков вводятся коды частоты u и разности $(U - u)$. В исходном состоянии накопитель кодов фаз обнулен, и через коммутатор (Км) на его вход поступает код частоты u . На выходе компаратора кодов нулевой потен-

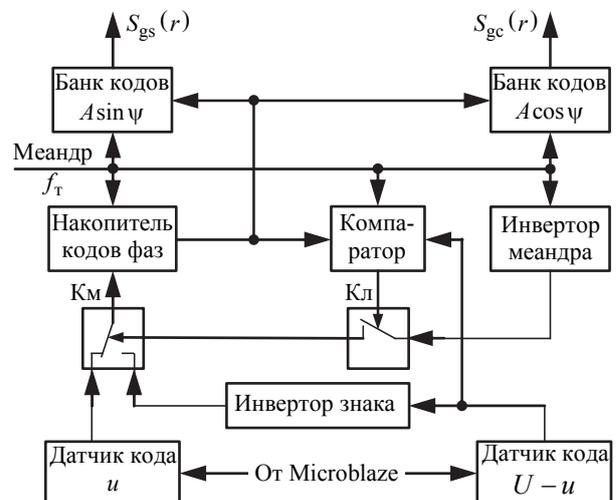


Рис. 4

сигнал, при котором ключ (Кл) разомкнут. Работа всех узлов гетеродина тактируется передними фронтами меандра тактовой частоты. Инвертором меандра формируется меандр этой частоты, сдвинутый на половину его периода.

На каждом такте в суммирующем накопителе кодов фаз к текущему значению кода фазы ψ добавляется число u . Так меняются фазы ψ и коды гетеродинных сигналов до того такта, на котором накопленный код фазы становится равным или превышает $(U - u)$. На этом такте на выходе компаратора, сравнивающего выходной код накопителя со значением $(U - u)$, возникает единичный потенциал, которым ключ переводится в замкнутое состояние. Ближайший после этого момента импульс инверсированного меандра проходит через ключ и переключает коммутатор на второй вход, куда с инвертора знака подается код $(u - U)$. На следующем такте вычислений этот код суммируется в накопителе с ранее набранным кодом. В результате суммарный код фазы уменьшается на U и в накопителе фиксируется только остаток, не превосходящий значения u . Поскольку этот остаток всегда меньше $(U - u)$, выход компаратора обнуляется, ключ переводится в исходное (разомкнутое) состояние, возвращая в исходное состояние коммутатор. Со следующего такта схема возвращается к накоплению кода в накопителе. С приходом следующего тактового импульса начинается очередной цикл накопления кодов фаз. В результате значения фаз гетеродинных сигналов меняются с заданным постоянным шагом циклически, оставаясь в пределах 2π , что гарантирует формирование кодов гетеродинных сигналов заданной частоты. Гетеродин может работать в диапазоне частот от значения, равного шагу перестройки μ , до максимальной частоты $f_{g \max} < f_T/2$.

Тактовая частота должна быть, по крайней мере, в 2 раза меньше максимальной для ПЛИС частоты $f_{T \max}$, так как в рассматриваемом гетеродине используется инвертированный меандр тактовой частоты. Например, для видеоконверторов на ПЛИС класса Kintex-7 приемлемы тактовые частоты 128 и 256 МГц. Цифровой видеоконвертор с рассматриваемым гетеродином, работающий с тактовой частотой 128 МГц, обеспечивает выделение сигналов с полосами 8 и 16 МГц из цифрового сигнала с полосой 60 МГц. Гетеродин перестраивался в диапазоне частот 0.01...52 МГц с шагом 10 кГц.

Разработка цифрового гетеродина показала, что для него требуются следующие ресурсы ПЛИС: 2 блока умножения, 2 блока памяти, 95

триггеров и 71 логическая ячейка. Для цифрового видеоконвертора в целом необходимы сравнительно незначительные ресурсы ПЛИС: 25 блоков умножения, 10 блоков памяти, 4009 триггеров и 1571 логическая ячейка. Поскольку традиционные СПС содержат до 16 видеоконверторов, желательно в одной ПЛИС разместить, по крайней мере, 16 цифровых видеоконверторов с дополнительными устройствами фильтрации, коммутации и форматирования сигналов. Это вполне реально, например, для ПЛИС типа XC7K325T.

Цифровое выделение узкополосных сигналов в канале СПШС. Цифровые видеоконверторы использовались в экспериментальном образце блока преобразования потоков данных формата VDIF, поступающих по интерфейсу 10GE от широкополосных каналов СПШС [4], работающих с тактовой частотой дискретизации сигналов $f_d = 1024$ МГц. Поскольку тактовые частоты цифровых видеоконверторов на ПЛИС более низкие, необходимо снизить тактовые частоты сигналов на входах видеоконверторов, сузив, соответственно, их полосы. В устройстве на ПЛИС эта задача решается канальным полифазным фильтром, разделяющим цифровой сигнал с полосой $B_s = 0.5f_d = 512$ МГц на N поддиапазонов с полосами B_s/N и в N раз снижающим тактовые частоты выходных сигналов [10].

Экспериментальный образец преобразователя потоков данных (рис. 5) содержит три входных трансивера SFP+, принимающих потоки данных по интерфейсу 10GE, преобразователь потоков данных, выполненный на ПЛИС типа XC7K325T, и выходной трансивер SFP+ с выходом на волоконно-оптическую линию. В структуре ПЛИС сформированы три дешифратора входных сигналов, три восьмиканальных полифазных фильтра, коммутатор частотных каналов, 16 цифровых видеоконверторов, форматор данных VDIF [5] и формирователь выходного потока с интерфейсом 10GE.

Поток импульсов с каждого приемника SFP+ вводится в ПЛИС через порт GTX. После снятия синхронизирующих импульсов потока 10GE восстанавливается поток данных формата VDIF, от которого в дешифраторе отделяются служебные слова (заголовки) формата. Оставшаяся последовательность восьмиразрядных выборок широкополосного сигнала $x(i)$ распределяется по $N = 8$ каналам полифазного фильтра. В результате восьмиканального комплексного преобразования Фурье и разделения полученных комплексных сигналов на пары вещественных сигналов на выходах полифазного фильтра формируются 8 сиг-

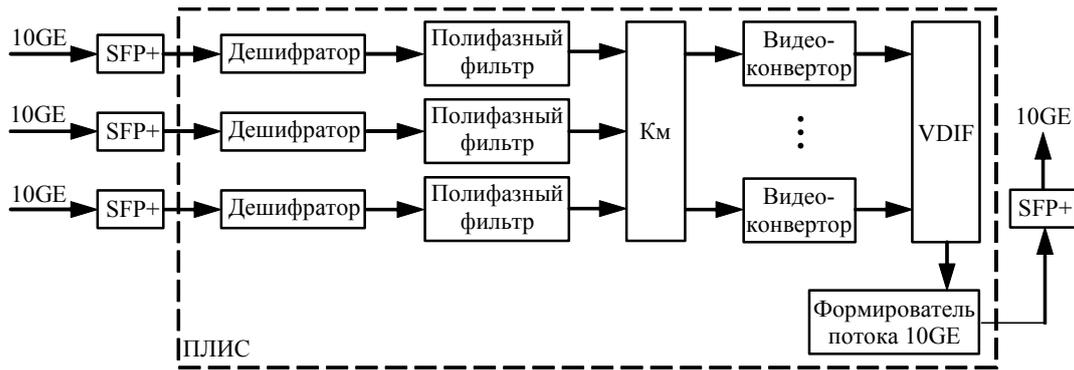


Рис. 5

налов $y(r)$ с тактовой частотой $f_T = 128$ МГц. Через коммутатор к выходам трех полифазных фильтров подключаются 16 цифровых видеоконверторов, выделяющих и квантующих сигналы с полосами ΔF , равными 16 и 8 МГц. Полученные узкополосные сигналы форматируются по стандарту VDIF [5], после чего преобразуются в поток 10GE и через передатчик SFP+ транслируются по волоконно-оптической линии в устройство буферизации данных (в сервер радиотелескопа). Информационная скорость потока данных, полученных при форматировании 16 сигналов с полосами $\Delta F = 16$ МГц, равна 1024 Мбит/с. Данные наблюдений, полученных от СПШС с блоком преобразования потоков данных, по своей структуре такие же, как данные, получаемые от радиотелескопов с традиционными СПС [1]. Это позволяет использовать совместно радиотелескопы с разнотипными системами преобразования сигналов. Например, радиотелескоп РТ-13 с блоком преобразования потоков данных можно подключать к комплексу "Квazar-КВО" и международным РСДБ-сетям. Блок преобразования потоков данных по своим функциональным возможностям соответствует шестнадцатиканальной СПС Р1002М [1], используемой на радиотелескопах РТ-32 и РТ-70. Принимая два широкополосных (512 МГц) сигнала в частотном диапазоне X и сигнал диапазона S, можно выделять и форматировать до 16 узкополосных сигналов аналогично тому, как это выполняется при РСДБ-наблюдениях, проводимых радиотелескопами с традиционными СПС.

Блок преобразования потоков данных компактен и может размещаться как в лабораторном помещении обсерватории (рядом с устройством буферизации данных), так и на антенне (рядом с РПУ). Последнее обстоятельство представляет интерес с точки зрения модернизации действующих радиотелескопов РТ-32 с СПС [1]. Такая модернизация обес-

печит исключение громоздких и дорогих в обслуживании коаксиальных линий передачи сигналов ПЧ.

При разделении широкополосного цифрового сигнала ПЧ на несколько полосовых сигналов методом полифазной фильтрации возникают дополнительные аппаратные потери чувствительности радиоинтерферометра, которые могут достигать 24 %. Эти потери связаны в основном с частичным перекрытием спектров полосовых сигналов, выделяемых полифазным фильтром, и с потерями при разделении комплексного полосового сигнала на пару вещественных сигналов.

Снижение пика корреляционного отклика радиоинтерферометра на 24 % имеет значение лишь при наблюдениях наиболее слабых источников радиоизлучения. Но и в этом случае такое снижение слабо влияет на точность измерения радиоинтерферометрических задержек и на координатно-временные вычисления на фоне других негативных факторов: погрешности измерений групповых задержек сигналов в приемных каналах радиотелескопов интерферометра, ошибок оценок смещения шкал времени в форматерах данных, погрешности учета влияния атмосферы.

В многоканальных радиоинтерферометрах с регистрацией узкополосных сигналов обычно применяется синтез широкой полосы частот, для чего проводят фазовую калибровку приемных каналов радиотелескопа и выравнивают задержки сигналов в его каналах. При выделении узкополосных сигналов из широкополосного цифрового сигнала необходимо учитывать влияние сигналов фазовой калибровки на параметры каналов преобразования широкополосных сигналов ПЧ [11].

Материал статьи показывает, что разработка цифровых гетеродинов и видеоконверторов на ПЛИС открывает пути интеграции радиотелескопов с СПШС в действующие РСДБ-сети, в которых регистрируются узкополосные сигналы. Эти видеоконверторы можно использовать и при модернизации традиционных СПС.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Цифровая радиоинтерферометрическая система преобразования сигналов / С. А. Гренков, Н. Е. Кольцов, Е. В. Носов, Л. В. Федотов // Приборы и техника эксперимента. 2010. № 5. С. 60–66.
2. Носов Е. В. Видеоконвертер с цифровой обработкой сигналов на видеочастотах для системы преобразования сигналов РСДБ-радиотелескопа // Тр. ИПА РАН. 2010. Вып. 21. С. 99–105.
3. Ипатов А. В. Радиоинтерферометр нового поколения для фундаментальных и прикладных исследований // Успехи физических наук. 2013. Т. 183, № 7. С. 769–777.
4. Цифровая система преобразования широкополосных сигналов для астрономических радиоинтерферометров / Н. Е. Кольцов, Л. В. Федотов, Д. А. Маршалов, Е. В. Носов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. Вып. 1. С. 34–40.
5. VLBI Data Interchange Format (VDIF) / A. Whitney, M. Kettenis, Ch. Phillips, M. Sekido // IVS 2010 general meeting proceeding, Febr. 7–14, 2010, Hobart, Australia. Greenbelt, USA: Goddard space flight center, 2010. P. 192–196.
6. Пат. РФ 166692 U1. МПК H03D 7/00, G01R 31/28, G01R 23/16. Приемно-регистрирующий канал радиотелескопа / Н. Е. Кольцов, Л. В. Федотов. Оpubл. 10.12.16. Бюл. № 34.
7. Программный РСДБ-коррелятор на гибридном процессорном кластере / И. Ф. Суркис, В. Ф. Зимовский, В. О. Кен, Я. Л. Курдубова, В. Ю. Мишин, Н. А. Мишина, В. А. Шантырь // Тр. ИПА РАН. 2015. № 33. С. 64–71.
8. Радиоинтерферометрический коррелятор для комплекса "Квазар-КВО" / И. Ф. Суркис, В. Ф. Зимовский, В. А. Шантырь, А. Е. Мельников // Приборы и техника эксперимента. 2011. № 1. С. 91–99.
9. Gentile K., Cushing R. A. Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis. Norwood: Analog Devices, Inc., 1999. 123 p.
10. Vaidyanathan P. P. Multirate Digital Filter Banks, Polyphase Networks and Applications: a Tutorial // Proc. of IEEE. 1990. Vol. 78, № 1. P. 56–93.
11. Кольцов Н. Е., Суркис И. Ф. Зависимость потерь чувствительности радиоинтерферометра от параметров сигналов фазовой калибровки // Тр. ИПА РАН. 2016. № 38. С. 55–61.

Статья поступила в редакцию 12 июля 2017 г.

Для цитирования: Кольцов Н. Е., Гренков С. А. Цифровые видеоконвертеры для радиоастрономических систем преобразования сигналов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 5. С. 19–27.

Кольцов Николай Ефимович – доктор технических наук (1982), профессор (1985), заслуженный деятель науки РФ (2003), главный научный сотрудник Института прикладной астрономии РАН, профессор кафедры радиоастрономии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 130 научных работ. Сфера научных интересов – радиоастрономия; приборостроение; радиоинтерферометрия и радиометрия.
E-mail: reltaspb@yandex.ru

Гренков Сергей Александрович – кандидат технических наук (2009), научный сотрудник Института прикладной астрономии РАН. Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – цифровые системы обработки радиоастрономических сигналов; системы компьютерного управления.
E-mail: skynet81@yandex.ru

N. E. Koltsov

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

S. A. Grenkov

Institute of Applied Astronomy of the Russian Academy of Sciences (IAA RAS)

The Digital Down Converters for a Radio Astronomy Data Acquisition Systems

Abstract. The digital down converters can be used on the radio telescopes with small antennas which are equipped with digital data acquisition systems with bands $B_s = 512$ MHz. The down converters provide extracts a number of signals with bands $\Delta F = 16$ or 8 MHz at specified frequencies from the digital sequence of samples of a wideband signal with the frequency $f_d = 1024$ MHz, 4-level quantization and formatting of the extracted signals according to the international standard VDIF that used in radio-interferometry. This is necessary to connect a radio telescope with broadband data acquisition systems (for example, RT-13) to international radio interferometry networks (VLBI), which use systems with narrowband (up to 16 MHz) signals.

The developed module is made on the basis of the programmable logic integrated circuit (FPGA) XC7K325T and provide extracts and formats up to 16 narrowband (16 or 8 MHz) signals from three digital broadband signals that received from the broadband channels of the radio telescope via fiber optic lines by the 10 gigabit ethernet. The resulting data stream is sent to the buffering device for subsequent transmission to the VLBI correlator. The digital down converters operating at a clock frequency $f_m = 128$ MHz, allow to extract signals in band $B_c = 64$ MHz and are tuned with 10 kHz steps by digital oscillator synthesizers. The B_s band of input signal are splitted by 8 channels using 8-channel polyphase filters, which reduce the clock frequencies by eight times.

The module provides the same mode of signal extraction and formatting, which is widely used in VLBI networks with astrometric and geodetic observations in two wave bands.

Key words: Radio telescope, digital signal converter, down converter

REFERENCES

1. Grenkov S. A., Koltsov N. E., Nosov E. V., Fedotov L. V. Digital Radio Interferometric Signal Conditioning System. *Pribory i tekhnika eksperimenta* [Instruments and Experimental Techniques]. 2011, no. 5, pp. 60–66. (In Russian)
2. Nosov E. V. Video Converter with Digital Signal Processing at Video Frequencies for the VLBI-Radio Telescope Signal Conversion System. *Trudy IPA RAN* [Proceedings of IPA RAS]. 2010, no. 21, pp. 99–105. (In Russian)
3. Ipatov A. V. New Generation Radiointerferometer for Basic and Applied Research. *Uspekhi fizicheskikh nauk* [Physics-Uspekhi]. 2013, vol. 183, no. 7, pp. 769–777. (In Russian)
4. Koltsov N. E., Fedotov L. V., Marshalov D. A., Nosov E. V. Digital System for Converting Broadband Signals for Astronomical Radio Interferometers. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2014, no. 1, pp. 34–40.
5. Whitney A., Kettenis M., Phillips Ch., Sekido M. VLBI Data Interchange Format (VDIF). IVS 2010 general meeting proceeding, Febr. 7–14, 2010, Hobart, Australia. Greenbelt, USA, Goddard space flight center, 2010, pp. 192–196.
6. N. E. Koltsov, L. V. Fedotov. *Priemno-registriruyushchii kanal radioteleskopa* [Receiving and Recording Channel of a Radio Telescope]. Patent RF, no. 166692 U1, 2016. (In Russian)
7. Surkis I. F., Zimovskii V. F., Ken V. O., Kurdubova Ya. L., Mishin V. Yu., Mishina N. A., Shantyr' V. A. Software VLBI Correlator on a Hybrid Processor Cluster. *Trudy IPA RAN* [Proc. of IPA RAS]. 2015, no. 33, pp. 64–71. (In Russian)
8. Surkis I. F., Zimovskii V. F., Shantyr' V. A., Mel'nikov A. E. Radiointerferometric Correlator for the Kvazar-KVO Complex. *Pribory i tekhnika eksperimenta* [Instruments and Experimental Techniques]. 2011, no. 1, pp. 91–99. (In Russian)
9. Gentile K., Cushing R. A. Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis. Norwood, Analog Devices, Inc., 1999, 123 p.
10. Vaidyanathan P. P. Multirate Digital Filter Banks, Polyphase Networks, and Applications: a Tutorial. *Proc. of IEEE*. 1990, vol. 78, no. 1, pp. 56–93.
11. Koltsov N. E., Surkis I. F. Dependence of the Sensitivity of the Radiointerferometer on the Parameters of the Phase Calibration Signals. *Trudy IPA RAN* [Proceedings of IPA RAS]. 2016, no. 38, pp. 55–61. (In Russian)

Received July, 12, 2017

For citation: Koltsov N. E., Grenkov S. A. The Digital Down Converters for a Radio Astronomy Data Acquisition Systems. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 5, pp. 19–27. (In Russian)

Nikolai E. Koltsov – D.Sc. in Engineering (1982), Professor (1985), Honored Scientist of RF (2001), the chief scientist of the Institute of Applied Astronomy of RAN, Professor of the Department of Radioastronomy of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". Author of more than 130 scientific publications. Area of expertise: radioastronomy; instrumentation; radiointerferometry and radiometry.

E-mail: reltaspb@yandex.ru

Sergei A. Grenkov – PhD in Engineering (2009), scientist of the Institute of Applied Astronomy of RAN. Author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: processing techniques of radio astronomy signal; control systems.

E-mail: skynet81@yandex.ru



УДК 621.315.592.(075.8)

С. Д. Федотов, С. П. Тимошенко
Национальный исследовательский университет "МИЭТ"
Е. М. Соколов, В. Н. Стаценко
АО "ЭПИЭЛ" (Москва, Зеленоград)

Мониторинг структурного качества границы раздела "кремний–сапфир" методом поверхностной фотоЭДС¹

Приведены результаты оценки структурного качества границы раздела "кремний–сапфир" гетероэпитаксиальных структур "кремний на сапфире" (КНС) с толщиной слоя кремния 200...600 нм, изготовленных методом газофазной эпитаксии с помощью пиролиза моносила. Качество границы раздела оценивалось методом поверхностной фотоЭДС (ПФЭ) путем регистрации изменения поверхностного потенциала в процессе зондирования структуры световым потоком с заданной длиной волны, а также методом рентгеновской рефлектометрии. Мониторинг качества структур КНС в процессе их изготовления позволил определить технологические параметры, влияющие на значение сигнала ПФЭ. Наиболее значимыми параметрами являются температура и скорость роста слоя кремния. Отмечена корреляция между результатами измерений амплитуды сигнала ПФЭ и данными рентгеновской рефлектометрии. Тестирование р-канальных МОП-транзисторов на структурах КНС показало, что при амплитуде более 0.45 В ток утечки транзистора в закрытом состоянии составлял 2...16 нА, в то время как на структурах с меньшими значениями амплитуды этот ток не превышал 4 нА.

Гетероэпитаксиальные структуры, газофазная эпитаксия, кремний на сапфире, кремний на изоляторе, граница раздела, поверхностная фотоЭДС, поверхностный потенциал

Технология изготовления гетероэпитаксиальных структур "кремний на сапфире" (КНС) известна уже более 50 лет [1]. Однако в настоящее время продолжают работы по усовершенствованию и модификации данной технологии с помощью различных методов наращивания гетероэпитаксиальных слоев [2], [3]. Сегодня метод газофазной эпитаксии позволяет получать качественные структуры КНС с толщиной слоя кремния до нескольких сотен нанометров для производства интегральных схем различного назначения [4], [5], а также для микроэлектромеханических систем (МЭМС) [6].

Формирование дискретных приборов на КНС-структурах в значительной степени зависит от распределения плотности дефектов и удельного сопротивления по сечению эпитаксиального слоя. Как известно, слои КНС неоднородны по своей структуре: область слоя вблизи поверхности при-

ближается по своим свойствам к объемному кремнию, в то время как область кремния вблизи границы раздела "кремний–сапфир" ("слой–подложка") имеет высокую плотность структурных дефектов из-за рассогласования кристаллических решеток кремния и сапфира [7]. Неоднородность структурных свойств КНС ведет к увеличению рекомбинационной активности избыточных носителей заряда, а также к неоднородным изменениям удельного сопротивления по толщине слоя. Поэтому изготовление дискретных приборов на КНС-структурах с требуемыми эксплуатационными характеристиками возможно только при проведении постоянного мониторинга (контроля) процесса формирования дефектных областей вблизи границы раздела "кремний–сапфир". Такой контроль, по возможности, должен быть неразрушающим, бесконтактным и непродолжительным, что обеспечит возможность его приме-

¹ Работа выполнена при частичной финансовой поддержке Российского научного фонда (уникальный идентификатор прикладных научных исследований 16-19-00177).

нения при мониторинге изготавливаемой продукции в режиме реального времени.

Указанным условиям может удовлетворять метод зондирования локальной приграничной области полупроводникового материала световым потоком с заданной длиной волны и определенной интенсивностью. Изменения электронной структуры слоя, возникающие вследствие фотогенерации большого числа неосновных носителей заряда, возможно регистрировать либо с помощью СВЧ-методики [8], либо используя емкостную связь поверхности полупроводника и измерительной аппаратуры [9], [10]. Оба метода активно применяются при тестировании полупроводниковых материалов после различных технологических операций, однако именно метод поверхностной фотоЭДС (ПФЭ) наиболее пригоден для оценки качества структур КНС [11].

Метод поверхностной фотоЭДС. Необходимо отметить, что метод ПФЭ применим только в том случае, если поверхность исследуемой области обладает встроенным поверхностным потенциалом. Неоднородность распределения удельного сопротивления в слое КНС приводит к формированию встроенного потенциала на поверхности сапфировой подложки (обратная сторона структуры), отражающего как плотность распределения структурных дефектов, так и концентрацию легирующей примеси вблизи переходного слоя "кремний–сапфир", причем оба фактора зависят от условий проведения процесса наращивания слоя [11]. Благодаря этому для измерения структур КНС не требуется дополнительной химической обработки, что позволяет увеличить достоверность проводимых измерений.

Метод ПФЭ позволяет определить диффузионную длину неосновных носителей заряда в объеме кремния. Генерация электронно-дырочных пар в объеме кремния происходит под действием световых потоков различной длины волны со строго определенной интенсивностью. В методе используется емкостная связь поверхности кремния с измерительной аппаратурой, поэтому световые потоки, падающие на поверхность кремния, по интенсивности модулируются по синусоидальному закону. На выходе измерительного устройства регистрируется амплитуда синусоидального сигнала, которая преобразуется в цифровую форму.

Рекомбинация неосновных носителей заряда осуществляется как в объеме кремния, так и на его поверхности. В случае гетероэпитаксиальных структур КНС диффузионный оптический поток подходит к границе области пространственного

заряда, которая всегда присутствует вблизи границы раздела "кремний–сапфир". Избыточные электроны, фотогенерированные в объеме гетероэпитаксиального слоя, подхватываются электрическим полем и переносятся через эту границу. Часть электронов нейтрализуют акцепторные состояния на границе раздела, обычно вызванные присутствием атомов алюминия и структурными нарушениями переходного слоя. Нейтрализация акцепторных центров изменяет общее зарядовое состояние на границе раздела "кремний–сапфир". Именно это изменение общего заряда на границе двух фаз можно зарегистрировать внешним емкостным электродом, поскольку оно влияет на заряд противоположной границы раздела поверхности кремния. Другая часть электронов захватывается рекомбинационными центрами на границе раздела. Такими центрами являются вакансии и дырки, образованные акцепторной примесью (алюминием) и различными структурными дефектами, концентрация которых вблизи границы раздела достигает $10^8 \dots 10^{12} \text{ см}^{-2}$ [12].

Принцип измерения структур КНС методом ПФЭ заключается в следующем. Структура КНС, расположенная на металлической оснастке (рис. 1, 5), зондируется со стороны сапфировой подложки (рис. 1, 3) модулированным по интенсивности световым потоком от излучателя (рис. 1, 1). Зондирование приграничной с сапфиром зоны кремния (рис. 1, 4) вызывает в ней генерацию избыточных неосновных носителей заряда, вследствие чего поверхностный потенциал (заряд поверхности) изменяется.

Эти изменения регистрируются внешним емкостным электродом (рис. 1, 2), расположенным на расстоянии не более 100 мкм от поверхности обратной стороны структуры. Поскольку они, в свою очередь, связаны с рекомбинационными процессами в объеме приграничной области "кремний–сапфир", это дает возможность судить о качестве исследуемого материала. В [11] указа-

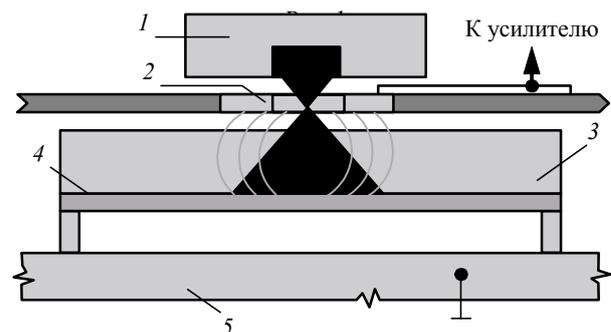


Рис. 1

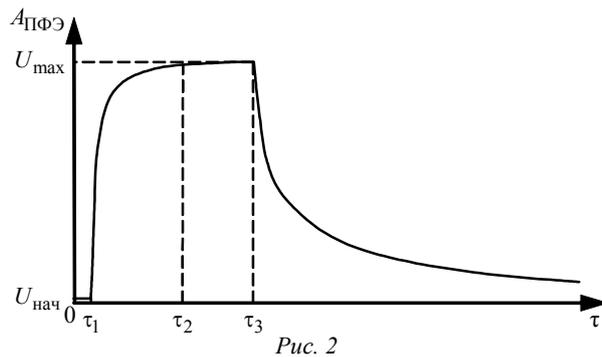


Рис. 2

но, что изменения поверхностного потенциала, связанные с рекомбинационными параметрами тестируемой области слоя кремния, отражаются на значении амплитуды сигнала ПФЭ (АС ПФЭ).

На рис. 2 представлена типичная форма сигнала ПФЭ при импульсной засветке образца сапфира n -типа с осажденным слоем кремния. Импульс подавался в интервале от τ_1 до τ_3 . После подачи импульса в интервале $\tau_1 \dots \tau_2$ АС ПФЭ возрастает от начального $U_{\text{нач}}$ до установившегося максимального значения U_{max} . После окончания засветки ($\tau > \tau_3$) АС спадает $U_{\text{нач}}$. Интенсивность засветки и длина волны излучения определяются химическим составом образца. Значение U_{max} характеризует концентрацию акцепторных состояний в инспектируемой области границы раздела "кремний–сапфир", поскольку увеличение концентрации акцепторных состояний в слое n -типа проводимости приводит к увеличению рекомбинации фотогенерированных носителей заряда. Таким образом, структурное качество границы раздела можно оценить по значению АС ПФЭ. В экспериментах, результаты которых представлены далее в настоящей статье, облучение проводилось на длине волны 430 нм, длительность светового импульса составляла 150 мкс.

Методика оценки структурного качества границы раздела "кремний–сапфир" по значениям АС ПФЭ в настоящее время проходит процедуру внедрения в современные технические условия (ТУ) на КНС.

Насколько известно авторам статьи, до сих пор исследование влияния технологических факторов процесса гетероэпитаксии на амплитуду сигнала ПФЭ не проводилось. В [13] описано исследование влияния технологических факторов на физические свойства границы раздела "кремний–сапфир" путем регистрации изменения высоковольтного эффекта поля [14]. В указанной работе выделены следующие факторы, увеличивающие автолегирование границы раздела: по-

вышение температуры процесса эпитаксии, снижение скорости роста слоя, увеличение температуры и длительности отжига структуры после роста слоя. Полученные результаты подтверждены [13] методами рентгеноструктурного анализа и атомно-силовой микроскопии. Тем не менее метод эффекта поля позволяет проводить лишь качественную оценку степени автолегирования приграничной области КНС. По наклону кривой отношения силы тока к напряжению определяют тип проводимости на границе раздела "кремний–сапфир". Такая оценка затрудняет оптимизацию процесса изготовления и снижает точность вносимых корректировок. Количественная оценка влияния технологических факторов процесса эпитаксии на структурное совершенство границы раздела "кремний–сапфир", полученная методом ПФЭ, позволит оптимизировать процесс изготовления структур КНС

Эксперимент. Для экспериментальной проверки описанного метода были изготовлены структуры КНС с помощью вертикального эпитаксиального реактора с индуктивным нагревом PE2061 (производство LPE, Италия) методом химического газофазного осаждения (chemical vapor deposition – CVD) при атмосферном давлении в рабочей атмосфере сухого водорода (содержание воды меньше 5 ppb). Температура процесса эпитаксии контролировалась оптическим пирометром. В качестве кремнийсодержащего реагента использовался моносилан (SiH_4), разбавленный водородом (5 % SiH_4 – 95 % H_2). Фосфин (PH_3) использован в качестве легирующей примеси n -типа. При проведении опытных процессов варьировались следующие параметры: температура осаждения (роста), скорость роста и удельное сопротивление слоя.

Каждая изготовленная структура КНС прошла контроль всех требуемых параметров. Толщина слоя кремния контролировалась инфракрасным фурье-спектрометром ФСМ 1201 (ООО "Инфраспек", РФ). Шероховатость слоя кремния определялась методом ультрафиолетового рассеяния прибором "Reflex 375" (ООО "Рефлекс-лайт", РФ). Удельное сопротивление слоя контролировалось четырехзондовым методом с использованием установки ResMap 178 (фирма "CDE Inc.", США). Рентгеновский рефлектометрический анализ (прибор "X-Ray Minilab", ООО "ИРО", РФ) проводился на отдельной серии опытных структур. Измерение АС методом ПФЭ осуществлялось на специально разработанной для структур КНС установке ТЕЛЕК-01 (ООО "Телеком-СТВ", РФ).

Результаты и их обсуждение. В результате проведения серий опытных процессов получены структуры КНС со следующими параметрами слоя кремния: толщина 200...600 нм, ориентация рабочей поверхности перпендикулярна плоскости (100), проводимость n -типа с удельным сопротивлением 2...15 Ом·см. Разброс параметров толщины и удельного сопротивления по площади структур не превышал $\pm 10\%$ от заданного значения.

Определено, что температура осаждения слоя кремния оказывает значительное влияние на значение АС ПФЭ в сравнении с остальными исследуемыми технологическими параметрами. Выявлена строгая линейная зависимость этой амплитуды от температуры осаждения (рис. 3)¹. Температурный диапазон 910...920 °С является пограничным между образованием поликристаллической и монокристаллической фаз КНС. При температуре процесса ниже 910 °С происходило образование поликремния на сапфире, о чем можно судить по высокой шероховатости рабочей поверхности структуры и наличию равномерной матовости. Возможно, это происходит вследствие недостаточной подвижности адатомов кремния на поверхности роста. При температуре выше 920 °С образовывались монокристаллические слои кремния с гладкой рабочей поверхностью. При температуре процесса около 990 °С и выше наблюдался явный рост поликристаллической фазы, вероятно, вследствие протекания активной реакции между осаждаемым атомарным кремнием и поверхностью сапфировой подложки.

АС ПФЭ увеличивалась вплоть до 980 °С. Возможно, причиной повышения амплитуды является отмеченная при повышении температуры повышенная концентрация структурных дефектов вблизи границы раздела, образованная в результате загрязнения слоя продуктами реакции взаимодействия кремния и сапфира. Также причиной роста амплитуды сигнала ПФЭ может являться повышен-

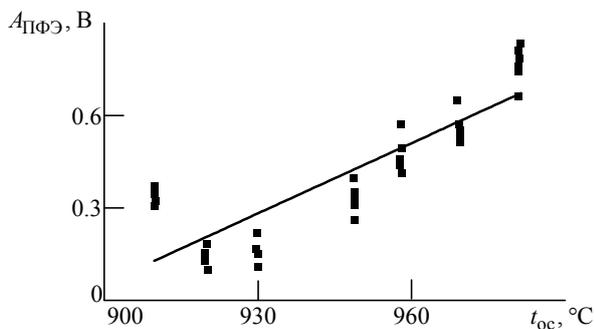


Рис. 3

¹ На рис. 3–5, 7 маркерами показаны результаты экспериментов.

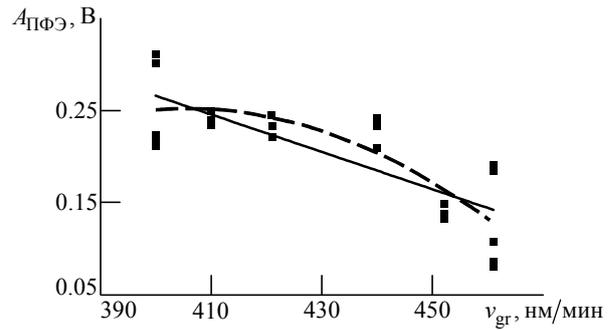


Рис. 4

ная концентрация атомарного алюминия в приграничной области кремния вследствие увеличения концентрации акцепторных состояний и модификации поверхностного потенциала.

Зависимость амплитуды сигнала ПФЭ от скорости роста слоя v_{gr} (рис. 4) может быть описана линейной функцией (сплошная линия) или полиномом второго порядка (штриховая линия). В проведенных опытных процессах скорость роста варьировалась с помощью изменения расхода кремнийсодержащей парогазовой среды в диапазоне 400...460 нм/мин. Указанный диапазон можно считать оптимальным для проведенного процесса, так как за его пределами структурное качество границы раздела "кремний–сапфир" резко ухудшается.

Температура роста во всех процессах проведенной серии составляла 950 °С.

АС ПФЭ понижалась с повышением скорости роста слоя. Возможно, повышение скорости роста ускоряет зарастивание рабочей поверхности сапфировой подложки, что способствует снижению загрязнения эпитаксиального слоя продуктами реакций восстановления сапфира водородом и взаимодействия кремния и сапфира.

Зависимость АС ПФЭ от расхода фосфина Q_{PH_3} на этапе роста начального слоя показана на рис. 5. Несмотря на существенный разброс значений амплитуды, в основном связанный с неоднородностью уровня легирования слоя от процесса к процессу, прослеживается тенденция к уменьшению амплитуды с увеличением расхода фосфина. Исследованный диапазон расхода составил 52...76 см³/мин, удельное сопротивление слоя находилось в диапазоне 2...15 Ом·см. Можно предположить, что повышение концентрации легирующей примеси n -типа изменяет уровень Ферми в слое кремния и модифицирует потенциальный барьер границы раздела "кремний–сапфир". С другой стороны, атомарный фосфор способен встраиваться в решетку рабочей поверхности

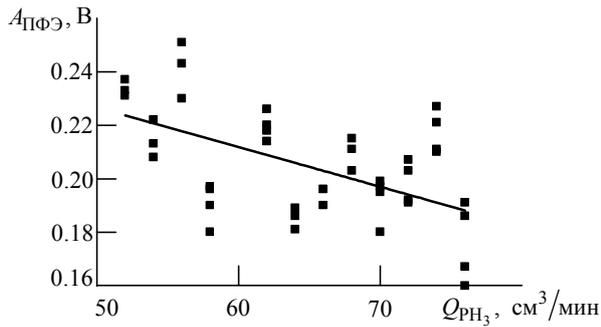


Рис. 5

сапфировой подложки на кислородные вакансии, тем самым уменьшая дефицит кислорода на поверхности роста и улучшая условия зарождения начального слоя (см., например, [15]).

Рефлектометрические измерения были проведены для симметричного дифракционного отражения Si (400) в режиме сканирования $\theta - 2\theta$ с угловым шагом $\Delta\theta = 0.001^\circ$. Измерения проводились на структурах КНС с толщиной слоя кремния 200 нм, полученных в отдельной серии опытных процессов при различных температурах.

Получены рефлектограммы (зависимость интенсивности рассеянного рентгеновского излучения от угла рассеяния $I(\theta)$) структур КНС со значениями АС ПФЭ 0.14 и 0.361 В (рис. 6). Изменение АС ПФЭ коррелирует с изменением формы кривой рефлектограммы, свидетельствующим о неодинаковом интерференционном рассеянии рентгеновского излучения в тонких слоях структур КНС при различных значениях АС ПФЭ.

Расчет размерных параметров переходной области кремниевого слоя вблизи границы раздела "слой-подложка" (таблица) также подтверждает корреляцию значений АС ПФЭ и структурных характеристик границы. Обнаружено, что рост АС ПФЭ отражает возрастание толщины и шероховатости переходного слоя.

На основании опытных структур КНС с толщиной слоя 600 нм были изготовлены тестовые p -канальные МОП-транзисторы. В результате тести-

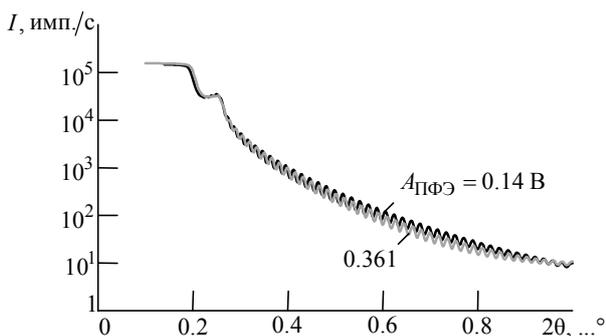


Рис. 6

Амплитуда ПФЭ, В	Параметр переходного слоя "кремний-сапфир"		
	Толщина, Å	Шероховатость, Å	Плотность, г/см ³
0.140	28±6	13±4	2.70±0.14
0.259	27±8	20±4	2.75±0.14
0.361	34±8	24±6	2.75±0.15
0.643	44±6	27±6	2.75±0.15

рования полученных приборов обнаружена зависимость тока утечки транзистора в закрытом состоянии ($I_{ут}$) от АС ПФЭ (рис. 7). При малых значениях амплитуды (примерно до 0.45 В) с ее ростом ток утечки не превышал 4 нА и возрастал незначительно, однако при больших значениях АС ПФЭ ток значительно увеличивался и принимал значения 2...16 нА. Полученные данные позволяют применять метод ПФЭ при контроле рабочей продукции и сформулировать критерий годности для исследованного типа структур.

По результатам проведенных исследований могут быть сделаны следующие выводы.

Обнаружено, что температура осаждения и скорость роста кремния на сапфире влияют на значение АС ПФЭ наиболее существенно. Установлено, что изменение расхода фосфина на стадии наращивания начального слоя КНС также изменяет электрофизическое состояние границы раздела "кремний-сапфир". Полученные экспериментальные зависимости технологических параметров от амплитуды ПФЭ позволили определить новые пути управления качеством получаемых структур КНС.

Обнаруженная зависимость параметров дискретных приборов на КНС (на примере тестовых p -канальных МОП-транзисторов) от АС ПФЭ позволяет сформулировать пороговый критерий годности качества границы раздела "кремний-сапфир", составляющий около 0.45 В. При больших значениях амплитуды ток утечки p -канального МОП-транзистора в закрытом состоянии составлял 2...16 нА, в то время как на структурах с АС ПФЭ менее порогового значения этот ток не превышал 4 нА.

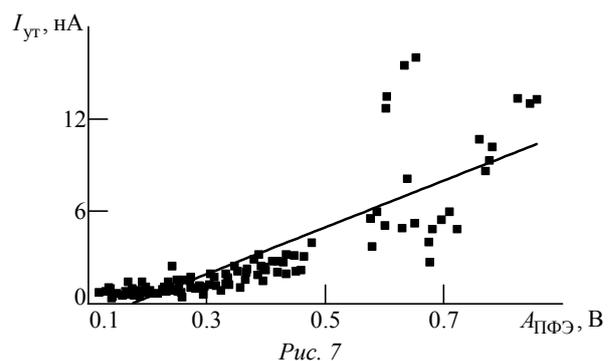


Рис. 7

Количественная оценка электрофизического состояния границы раздела "кремний–сапфир", полученная по методу ПФЭ, позволяет с большой точностью оптимизировать процесс эпитаксии КНС, тем самым получая структуры с улучшенным структурным качеством границы раздела. В соответствии с этим критерием оптимальный диапазон температуры роста для рассматриваемого процесса эпитаксии составляет 920...950 °С, при этом целесообразно использовать диапазон скорости роста 440...460 нм/мин.

Результаты рентгеноструктурного анализа показали корреляцию величины АС ПФЭ и толщи-

ны переходного слоя "кремний–сапфир". Это позволяет подтвердить реальную взаимосвязь между электрофизической характеристикой границы раздела, полученной по методу ПФЭ, и структурной характеристикой, полученной методом рентгеновской рефлектометрии.

Авторы статьи выражают благодарность коллективу ООО "Телеком-СТВ" и лично А. В. Алексееву за разработку измерительного оборудования и адаптацию метода ПФЭ для структур КНС.

Также благодарим А. А. Романова (АО "Ангстрем") за предоставленные данные измерений тестовых МОП-транзисторов на КНС-структурах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Celler G. K., Cristoloveanu S. *Frontiers of Silicon-on-Insulator* // *J. of Appl. Phys.* 2003. Vol. 93. P. 4955–4978.
2. Heteroepitaxial Silicon Film Growth at 600 °C from an Al-Si Eutectic Melt / P. Chaudhari, H. Shim, B. A. Wacaser, M. C. Reuter, C. Murray, K. B. Reuter, J. Jordan-Sweet, F. M. Ross, S. Guha // *Thin Solid Films.* 2010. Vol. 518, iss. 19. P. 5368–5371.
3. Large Thickness-Dependent Improvement of Crystallographic Texture of CVD Silicon Films on r-Sapphire / M. Moyzykh, S. Samoilenkov, V. Amelichev, A. Vasiliev, A. Kaul // *J. of Crystal Growth.* 2013. Vol. 383. P. 145–150.
4. Colinge J. P. Thin film SOI technology: the solution for many submicron CMOS problems // *IEEE Int. Electron Devices Meeting.* Washington: Technical Digest proceedings, 1989. P. 817–820.
5. Advanced Thin-Film Silicon-on-Sapphire Technology: Microwave Circuit Applications / R. A. Johnson, P. R. de la Housaye, C. E. Chang, Pin-Fan Chen, M. E. Wood, G. A. Garcia, I. Lagnado, P. M. Asbeck // *IEEE Trans Electron Dev.* 1998. Vol. 45, iss. 5. P. 1047–1054.
6. Galchev T., Welch W. C., Najafi K. A New Low-Temperature High-Aspect-Ratio MEMS Process Using Plasma Activated Wafer Bonding // *J. Micromech. Microeng.* 2011. Vol. 21. P. 1–11.
7. Cristoloveanu S., Li Sh. *Electrical Characterization of Silicon-on-Insulator Materials and Devices* // *The Springer Int. Ser. in Engineering and Computer Science.* Vol. 305. New York: Springer, 1995. 381 p.
8. Бордовский П. А., Булдыгин А. Ф., Петухов Н. И. Контроль качества структур КНС СВЧ-методом // *Микроэлектроника.* 2008. Т. 37, № 2. С. 101–110.
9. Implant Metrology for SOI Wafers Using a Surface Photovoltage Technique / A. F. Bertuch, W. Smith, K. Steeples, R. Standley, A. Stefanescu, R. Johnson // *ECS Trans.* 2007. Vol. 6, iss. 4. P. 179–184.
10. Подшивалов В. Н. Определение диффузионной длины неосновных носителей заряда с использованием цифрового осциллографирования сигнала поверхностной фотоЭДС // *Микроэлектроника.* 2010. Т. 39, № 1. С. 38–45.
11. Применение методики поверхностной фотоЭДС для контроля качества кремниевых эпитаксиальных слоев на сапфире / А. Ф. Яремчук, А. В. Старков, А. В. Заикин, А. В. Алексеев, Е. М. Соколов // *Изв. вузов. Электроника.* 2013. Вып. 103, № 5. С. 14–19.
12. Козлов Ю. Ф., Зотов В. В. Структуры КНС: технология, свойства, методы контроля, применение. М.: Изд-во МГИЭТ, 2004, 137 с.
13. Игнатов А. Ю., Постолов В. С., Филимонов А. С. Влияние технологических факторов процесса эпитаксии на физические свойства границы раздела кремний–сапфир // *Химия твердого тела и современные микро- и нанотехнологии: VI Междунар. конф., Кисловодск–Ставрополь, 17–22 сент. 2006 г. / СевКавГТУ. Ставрополь, 2006. С. 210–213.*
14. Сидоров А. И., Сальников Л. А., Чумак В. Д. Исследование границы раздела кремний–сапфир структур КНС по измерению проводимости четырехзондовым методом с поперечным высоковольтным полем // *Электронная техника. Материалы.* 1985. Вып. 5 (204). С. 20–22.
15. Mechanism of H₂ Pre-annealing on the Growth of GaN on Sapphire by MOVPE / M. Tsuda, K. Watanabe, S. Kamiyama, H. Amano, I. Akasaki, R. Liu, A. Bell, F. A. Ponce // *App. Surface Science,* 2003, Vol. 216. P. 585–589.

Статья поступила в редакцию 28 июля 2017 г.

Для цитирования: Федотов С. Д., Тимошенков С. П., Соколов Е. М., Стаценко В. Н. Мониторинг структурного качества границы раздела "кремний–сапфир" методом поверхностной фотоЭДС // *Изв. вузов России. Радиоэлектроника.* 2017. № 5. С. 54–63.

Федотов Сергей Дмитриевич – инженер (2014, Российский химико-технологический университет (РХТУ) им. Д. И. Менделеева) по специальности "Химическая технология монокристаллов, материалов и изделий электронной техники", аспирант Национального исследовательского университета "МИЭТ" (Москва, Зеленоград). Инженер-исследователь АО "ЭПИЭЛ" (Москва, Зеленоград). Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов – эпитаксия кремния на диэлектрических подложках; разработка процессов

формирования структур кремний на изоляторе, в частности, гетероэпитаксиальных структур кремний на сапфире, предназначенных для изготовления радиационно стойких схем, СВЧ-приборов и тензометрических датчиков; процессы формирования гетероструктур для силовой электроники.

E-mail: fedotov.s.d@yandex.ru

Тимошенко Сергей Петрович – доктор технических наук (2004), профессор (2007), заведующий кафедрой микроэлектроники факультета интеллектуальных технических систем Национального исследовательского университета МИЭТ (Москва, Зеленоград), лауреат премии Правительства РФ (2007). Автор 180 научных работ. Сфера научных интересов – изучение физико-химических процессов срачивания и формирования многослойных, сложнопрофильных структур для микроэлектроники и микросистемной техники, формирование структур кремний на изоляторе (КНИ), разработка технологии изготовления и сборки чувствительных элементов МЭМС.

E-mail: spt@miec.ru

Соколов Евгений Макарович – ведущий научный сотрудник АО "ЭПИЭЛ" (Москва, Зеленоград). Окончил Московский государственный университет (1975) по специальности "Химия". Автор более 90 научных работ. Сфера научных интересов – полупроводниковое материаловедение, в частности, технологии создания структур различного типа на основе кремния и его соединений, предназначенных для изготовления приборов и интегральных схем.

E-mail: se41@rambler.ru

Стаценко Владимир Николаевич – генеральный директор АО "ЭПИЭЛ" (Москва, Зеленоград). Окончил Московский институт электронной техники (МИЭТ) (1981) по специальности "Полупроводники и диэлектрики". Автор более 40 научных работ. Сфера научных интересов – проведение эпитаксиальных процессов, авто- и гетероэпитаксия полупроводниковых соединений, в т. ч. соединений "полупроводник на изоляторе", быстрые термические процессы.

E-mail: vstatsenko@epiel.ru

S. D. Fedotov, S. P. Timoshenkov
National Research University of Electronic Technology
E. M. Sokolov, V. N. Statsenko
Epiel JSC (Moscow, Zelenograd)

The Monitoring of Structural Quality of Silicon-Sapphire Interface by the Surface Photovoltage Method

Abstract. *Heteroepitaxial silicon-on-sapphire (SOS) wafers with a layer thickness of 200 and 600 nm were fabricated by the vapor phase epitaxy with monosilane as a precursor. The assessment of structural quality of silicon-sapphire interface was carried out by the surface photovoltage method (SPV) and X-ray reflectometry. Technological parameters of the manufacturing process that affecting to the amount of SPV signal were determined via SOS quality monitoring. We conclude that deposition temperature and the growth rate are most important process parameters in this cause. It was found that SPV method can be used as monitoring method of SOS fabrication process, because SPV signals are correlated with X-ray reflectometry results. Probably, SPV method allowed to evaluate the structural and electrophysical parameters of silicon-sapphire interface. SOS device performances as function of SPV signal were determined. The leakage current of test p-channel MOS transistor in the closed state was on 2-16 nA when SPV signal higher than 450 mV and the leakage current was approximately 4 nA when SPV signal lower than 450 mV.*

Keywords: Hetero epitaxial Structures, Gas Phase Epitaxis, Silicon on Sapphire, Silicon on Insulator, Interface, Surface Photo Voltage, Surface Potential

REFERENCES

1. Celler G. K., Cristoloveanu S. Frontiers of Silicon-on-Insulator. Journal of Appl. Phys. 2003, vol. 93, pp. 4955–4978.
2. Chaudhari P., Shim H., Wacaser B. A., Reuter M. C., Murray C., Reuter K. B., Jordan-Sweet J., Ross F. M., Guha S. Heteroepitaxial Silicon Film Growth at 600 °C from an Al-Si Eutectic Melt. Thin Solid Films. 2010, vol. 518, no. 19, pp. 5368–5371.
3. Moyzykh M., Samoilenkov S., Amelichev V., Vasiliiev A., Kaul Large A. Thickness-Dependent Improvement of Crystallographic Texture of CVD Silicon Films on r-Sapphire. Journal of Crystal Growth. 2013, vol. 383, pp. 145–150.
4. Colinge J. P. Thin film SOI technology: the solution for many submicron CMOS problems. IEEE Int. Electron Devices Meeting. Washington, Technical Digest proceedings, 1989, pp. 817–820.
5. Johnson R. A., de la Hous-saye P. R., Chang C. E., Pin-Fan Chen, Wood M. E., Garcia G. A., Lagnado I., Asbeck P. M. Advanced Thin-Film Silicon-on-Sapphire Technology: Microwave Circuit Applications. IEEE Trans Electron Dev. 1998, vol. 45, no. 5, pp. 1047–1054.
6. Galchev T., Welch W. C., Najafi K. A New Low-Temperature High-Aspect-Ratio MEMS Process Using Plasma Activated Wafer Bonding. Journal Micromech. Microeng, 2011, vol. 21, pp. 1–11.

7. Cristoloveanu S., Li Sh. Electrical Characterization of Silicon-on-Insulator Materials and Devices. The Springer Int. Ser. in Engineering and Computer Science. Vol. 305, New York, Springer, 1995, 381 p.

8. Bordovsky P. A., Bulygin A. F., Petukhov N. I. Quality Control of SOS Wafers by SHF Method. *Mikroelektronika* [Microelectronics]. 2008, vol. 37, no. 2, pp. 101–110. (In Russian)

9. Bertuch A. F., Smith W., Steeples K., Standley R., Stefanescu A., Johnson R. Implant Metrology for SOI Wafers Using a Surface Photovoltage Technique. *ECS Trans.* 2007, vol. 6, no. 4, pp. 179–184.

10. Podshivalov V. N. Determination of Diffusion Length of Minority Carriers by Digital Oscilloscope Surface Photovoltage Signal. *Mikroelektronika* [Microelectronics]. 2010, vol. 39, no. 1, pp. 38–45. (In Russian)

11. Yaremchuk A. F., Starkov A. V., Zaikin A. V., Alekseev A. V., Sokolov E. M. Application of the SPV Method for Quality Control of SOS Wafers. *Izvestiya vuzov. Elektronika* [Electronics]. 2013, vol. 103, no. 5. pp. 14–19. (In Russian)

12. Kozlov Yu. F., Zotov V. V. *Struktury KNS – tekhnologiya, svoistva, metody konrolya, priminenie* [Silicon on Sapphire Wafers: Technology, Characteristics, Measurements, Application]. Moscow, MGIEТ, 2004, 137 p.

13. Ignatov A. Yu., Postolov V. S., Filimonov A. S. The Influence of Technological Factors of the Process of Epitaxy on the Physical Properties of the Interface of the Silicon-Sapphire. Proc. of VI Int. conf. *Khimiya tverdogo tela i sovremennye mikro i nanotekhnologii* [Solid state chemistry and modern micro and nanotechnologies]. Kislovodsk – Stavropol, September 17–22, 2006, SevKavGTU, pp. 210–213.

14. Sidorov A. I., Salnikov L. A., Chumak V. D. Investigation of Silicon-Sapphire Interface of SOS Wafers by Four-Probe Method with Cross High Voltage. *Elektronnaya tekhnika. Materialy* [Electronic engineering. Materials]. 1985, vol. 5 (204), pp. 20–22.

15. Tsuda M., Watanabe K., Kamiyama S., Amano H., Akasaki I., Liu R., Bell A., Ponce F. A. Mechanism of H₂ Pre-annealing on the Growth of GaN on Sapphire by MOVPE. *App. Surface Science.* 2003, vol. 216, pp. 585–589.

Received July, 28, 2017

For citation: Fedotov S. D., Timoshenkov S. P., Sokolov E. M., Statsenko V. N. The monitoring of structural quality of silicon-sapphire interface by the surface photovoltage method. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 5, pp. 54–63. (In Russian)

Sergey D. Fedotov – Dipl.-engineer on "Chemical technology of single crystals, materials and electronic devices" (2014, Dmitry Mendeleev University of Chemical Technology of Russia), postgraduate student of National Research University of Electronic Technology. Research engineer in Laboratory of analysis and development of technologies of EPIEL JSC (Moscow, Zelenograd). The author of 20 scientific publications. Area of expertise: epitaxy of silicon on dielectric substrates; development of the formation processes of SOI, heteroepitaxial structures of silicon on sapphire (SOS), intended for the manufacture of radiation hardened circuits, microwave devices and strain gauges; the processes of forming wafers for power electronics.

E-mail: fedotov.s.d@yandex.ru

Sergey P. Timoshenkov – D.Sc. in Engineering (2004), Professor (2007), the chief of the Department of Microelectronics of National Research University of Electronic Technology. Laureate of the Russian Federation Government award (2007). The author of 180 scientific publications. Area of expertise: study of physic-chemical processes of splicing and the formation of multi-layered, complex structures for microelectronics and Microsystem technology, the formation of silicon on insulator (SOI), development of technology of manufacture and Assembly of a MEMS sensor.

E-mail: spt@miec.ru

Evgeniy M. Sokolov – Dipl.-engineer on chemistry (1975, Moscow State University), leading researcher of the EPIEL JSC (Moscow, Zelenograd). The author of more than 90 scientific publications. Area of expertise: semiconductor materials science, in particular, the technology of creation of structures of various types based on silicon and its compounds, intended for the manufacture of devices and integrated circuits.

E-mail: se41@rambler.ru

Vladimir N. Statsenko – Dipl.-engineer (1981, Moscow Institute of Electronic Technology (MIET)), CEO of EPIEL JSC (Moscow, Zelenograd). The author of more than 40 scientific publications. Area of expertise: conducting epitaxial processes; homo- and heteroepitaxy semiconductor compounds, including compounds "semiconductor on insulator"; rapid thermal processes.

E-mail: vstatsenko@epiel.ru



УДК 621.3.091.22

Д. В. Беленко

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

Анализ влияния параметров операционного усилителя на характеристики конвертора отрицательного импеданса

Рассмотрено использование операционного усилителя (ОУ) с характеристикой вида фильтра нижних частот, большим коэффициентом усиления по постоянному току и единственным полюсом в частотной характеристике в качестве компенсатора отрицательной индуктивности (КОИ) при подключении электрически малоразмерной штыревой антенны (ЭМША) к нагрузке. Предложена простая методика анализа цепей КОИ. Получены аналитические выражения для анализа параметров КОИ в зависимости от частоты в случае использования ОУ с конечной рабочей полосой частот и приведены результаты сравнения с идеальными цепями КОИ. Результаты показывают, что конечная полоса частот ОУ оказывает влияние на входной импеданс КОИ на частотах, в 10 раз меньших частоты единичного усиления ОУ. Полученные аналитические результаты хорошо согласуются с измерениями экспериментального макета, реализующего КОИ для согласования импеданса ЭМША.

Электрически малоразмерная штыревая антенна, согласование, отрицательный реактивный элемент

В настоящее время в средствах связи широко применяют электрически малоразмерные штыревые антенны (ЭМША). Для эффективной передачи энергии от антенны к нагрузке необходимо обеспечить согласование выходного импеданса антенны со входным импедансом приемника. Высокая добротность малоразмерных антенн не позволяет добиться согласования в широкой полосе рабочих частот за счет использования пассивных реактивных согласующих элементов. Полоса рабочих частот в этих случаях ограничивается соотношениями Боде–Фано [1], которые связывают коэффициент передачи согласующей цепи и ширину полосы пропускания.

Для преодоления указанных ограничений при согласовании могут быть применены отрицательные реактивные элементы, реализуемые с помощью конверторов отрицательного импеданса (КОИ) на транзисторах или операционных усилителях.

Для анализа эффективности использования КОИ при согласовании ЭМША воспользуемся ее упрощенной моделью (рис. 1). В [1], [2] приведены модели ЭМША и получены основные соотношения, описывающие связь электрических параметров антенны с геометрическими размерами. Например, серийная штыревая антенна диаметром 40 мм и длиной 1400 мм на частотах 3...60 МГц характеризуется параметрами $R_a = 10$ Ом, $C_a = 60$ пФ.

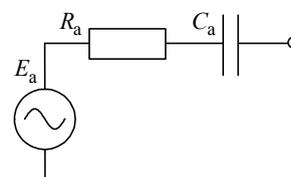


Рис. 1

Импеданс такой ЭМША характеризуется небольшим вещественным сопротивлением и превышающим его на один-два порядка емкостным сопротивлением, которое необходимо компенсировать для обеспечения эффективной передачи энергии от антенны к нагрузке.

Для сравнения определим коэффициент передачи для двух случаев подключения антенны к нагрузке Z_H , показанных на рис. 2: *a* – напрямую без цепи согласования; *б* – через простейшую цепь согласования в виде катушки индуктивности.

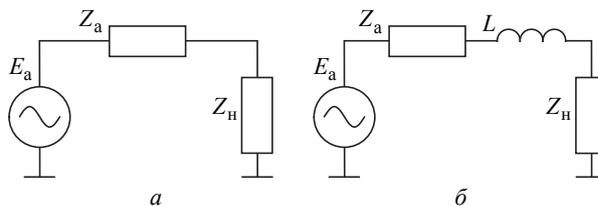


Рис. 2

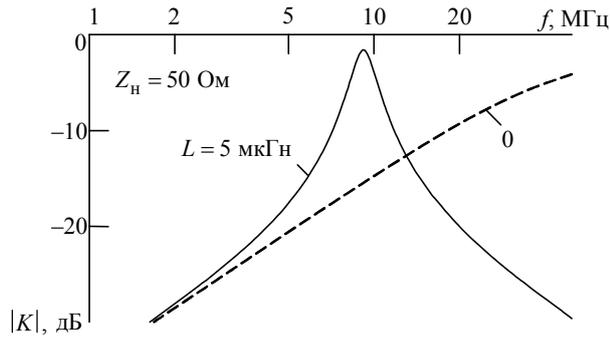


Рис. 3

Коэффициент передачи сигнала от антенны к нагрузке без цепи согласования (рис. 2, а) определяется как

$$K = Z_n / (Z_a + Z_n), \quad (1)$$

где Z_n , Z_a – импедансы нагрузки (входной цепи приемника) и антенны соответственно.

При наличии согласующей индуктивности (рис. 2, б) коэффициент определяется как

$$K = Z_n / (Z_a + Z_L + Z_n), \quad (2)$$

где Z_L – импеданс согласующей индуктивности.

На рис. 3 показаны модули рассчитанных по (1), (2) коэффициентов передачи от антенны к нагрузке без цепи согласования ($L = 0$, штриховая линия) и при использовании согласующей индуктивности ($L = 5$ мкГн, сплошная линия). Импеданс нагрузки принят равным $Z_n = 50$ Ом. Из зависимостей следует, что использование пассивной согласующей цепи в виде последовательно включенной катушки индуктивности позволяет значительно увеличить коэффициент передачи от антенны к нагрузке в ограниченной полосе рабочих частот.

Добиться эффективной передачи сигнала от антенны к нагрузке в широкой полосе частот возможно с использованием эквивалентной отрицательной емкости, реализуемой с помощью КОИ.

Аналізу и применению КОИ для согласования ЭМША посвящено большое число работ [1]–[7]. КОИ располагается у антенны, а питание на его активные элементы подается по кабелю связи антенны с приемником. Поэтому схема КОИ должна быть простой и малопотребляющей. Одной из таких простейших схем, реализующих эквивалентную отрицательную емкость, является схема КОИ на базе операционного усилителя (ОУ) [6].

На рис. 4 показана схема КОИ, реализующая эквивалентную отрицательную емкость. В известных работах [2]–[4], [6], [7] при анализе подобной схемы ОУ полагается идеальным: имею-

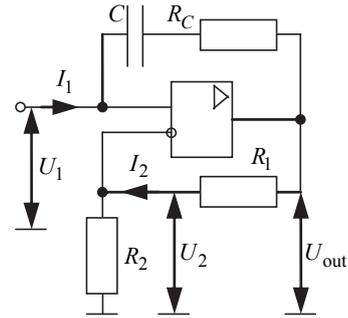


Рис. 4

щим равномерную во всей рабочей полосе частотную характеристику и большое входное сопротивление. Добротность конденсатора в цепи положительной обратной связи ОУ принималась бесконечно большой.

На рис. 5 показана частотная зависимость модуля коэффициента передачи от антенны к нагрузке с использованием КОИ при указанных допущениях. Как видно из рис. 5, использование КОИ позволяет получить равномерный коэффициент передачи от антенны к нагрузке в широкой полосе частот.

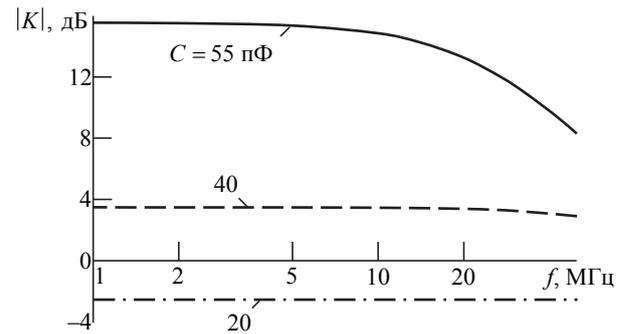


Рис. 5

Описанные допущения приводят к существенным отличиям в расчетных и экспериментальных данных. Практические испытания макета подобного устройства [2] показали хорошее совпадение с теоретическим анализом в области нижних частот. При росте частоты наблюдалось существенное отличие экспериментальных данных от теоретически ожидаемых. Как будет показано далее, это связано в первую очередь с тем, что при анализе не учитывался характер амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) ОУ.

Большинство реально выпускаемых малошумящих ОУ общего применения имеют АЧХ вида фильтра нижних частот с большим коэффициентом усиления по постоянному току и единственным полюсом. АЧХ такого ОУ (рис. 6) описывается выражением [7]

$$A(j\omega) = A_0 \frac{\omega_\beta}{\omega_\beta + j\omega} = \frac{\omega_t}{\omega_\beta + j\omega},$$

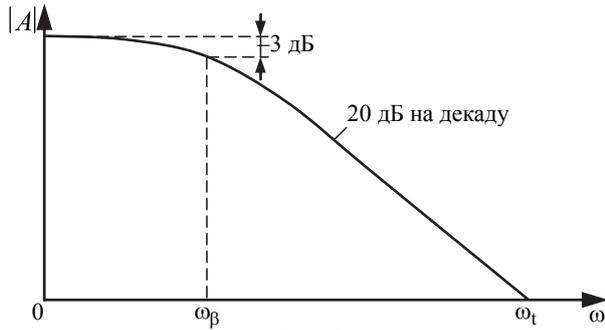


Рис. 6

где A_0 – коэффициент усиления с разомкнутой петлей обратной связи; ω_β – полоса пропускания ОУ с разомкнутой петлей обратной связи; $\omega_t = A_0\omega_\beta$ – частота единичного усиления.

Выполним анализ КОИ, реализующего отрицательную емкость, и оценим влияние ограниченности полосы рабочих частот ОУ на частотную зависимость отрицательной емкости. Выходное напряжение схемы на рис. 4 определяется следующим образом:

$$\dot{U}_{out} = A(j\omega)(\dot{U}_1 - \dot{U}_2). \quad (3)$$

Входной импеданс КОИ описывается выражением

$$Z_{вх\ КОИ} = \dot{U}_1 / \dot{I}_1. \quad (4)$$

В качестве упрощающих анализ допущений примем, что модуль входного импеданса ОУ существенно превышает модуль сопротивления конденсатора в цепи положительной обратной связи:

$$|Z_{вх\ ОУ}| \gg |R_C + 1/(j\omega C)|$$

и сопротивления резистора R_2 в цепи отрицательной обратной связи:

$$|Z_{вх\ ОУ}| \gg R_2.$$

Тогда можно пренебречь ответвлением токов \dot{I}_1 и \dot{I}_2 в ОУ. Исходя из этих допущений, получим соотношения для напряжений:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}_{out} + \dot{I}_1 [R_C + 1/(j\omega C)]; \\ \dot{U}_2 &= \dot{U}_{out} R_2 / (R_1 + R_2). \end{aligned} \quad (5)$$

Используя соотношения (3)–(5), в результате математических преобразований получим выражение для входного импеданса КОИ с учетом ограниченности полосы пропускания ОУ:

$$Z_C(j\omega) = \left(R_C + \frac{1}{j\omega C} \right) \frac{R_1 + R_2 + R_2 A(j\omega)}{R_1 + R_2 - R_1 A(j\omega)}. \quad (6)$$

Если $A(j\omega)$ имеет достаточно большое действительное значение, выражение (6) преобразуется к виду, полученному в [2]:

$$Z_C = - \left(R_C + \frac{1}{j\omega C} \right) \frac{R_2}{R_1}. \quad (7)$$

По полученным зависимостям (6), (7) выполнены расчеты вещественной и мнимой составляющих входного импеданса КОИ, реализующего отрицательную емкость (рис. 7). Для расчетов использовались параметры малошумящего ОУ фирмы "Analog Devices" ADA4841 [8]: $A_0 = 120$ дБ, $\omega_t = 80$ МГц. Параметры элементов цепи КОИ $R_1 = R_2 = 1$ кОм, $R_C = 0$, $C = 40$ пФ. На рис. 7, *a* показаны мнимые составляющие входного импеданса КОИ при использовании идеального ОУ (сплошная кривая) и с учетом ограниченности полосы пропускания реального ОУ (штриховая кривая), а на рис. 7, *б* – вещественная составляющая входного импеданса при использовании реального ОУ (для идеального ОУ $\text{Re}(Z_C) \equiv 0$).

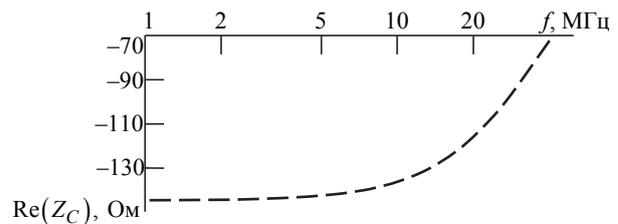
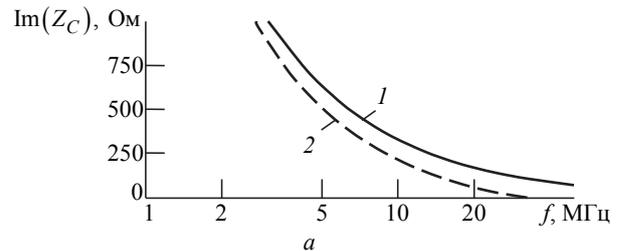


Рис. 7

Как видно из приведенных графиков, ограниченность полосы пропускания ОУ приводит к заметному отличию частотной зависимости входного импеданса КОИ от случая идеальной отрицательной емкости.

Выполним анализ схем КОИ, реализующих эквивалентную отрицательную индуктивность (рис. 8), при тех же допущениях относительно свойств ОУ. В этом случае входной импеданс схемы на рис. 8, *a* описывается выражением

$$Z_{L1}(j\omega) = j\omega L \frac{R_1 + R_2 + R_2 A(j\omega)}{R_1 + R_2 - R_1 A(j\omega)}. \quad (8)$$

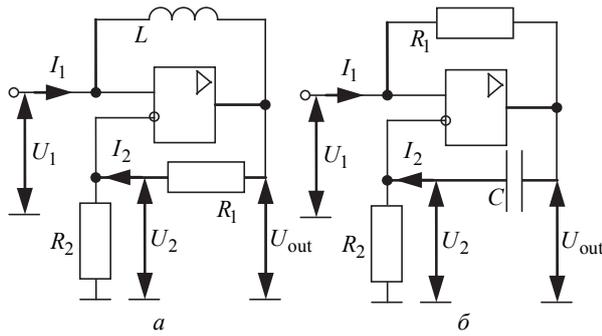


Рис. 8

Для входного импеданса схемы на рис. 8, б справедливо выражение

$$Z_{L2}(j\omega) = R_1 \frac{\frac{1}{j\omega C} + R_2 + R_2 A(j\omega)}{\frac{1}{j\omega C} + R_2 - \frac{1}{j\omega C} A(j\omega)}. \quad (9)$$

В случае идеального ОУ выражения (8), (9) упрощаются и преобразуются к выражениям, описывающим импеданс идеальной отрицательной индуктивности:

$$Z_{L1} = -(R_2/R_1)j\omega L; \quad Z_{L2} = -j\omega C R_1 R_2. \quad (10)$$

Результаты выполненного моделирования по соотношениям (8)–(10) для идеального ОУ и ОУ ADA4841 показаны на рис. 9. В цепях обратной связи использованы элементы с $L = 1$ мкГн (рис. 8, а) и $C = 1$ пФ (рис. 8, б).

На рис. 9, а показаны мнимые составляющие импеданса эквивалентной индуктивности на входе

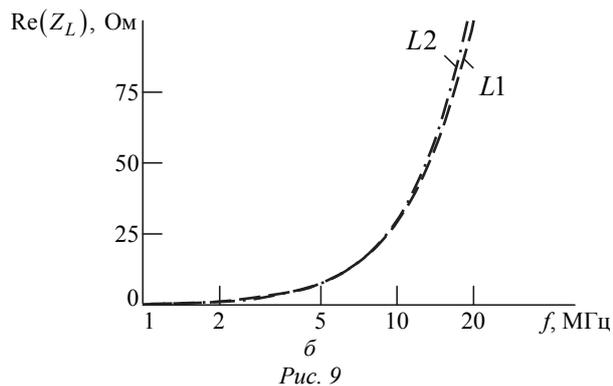
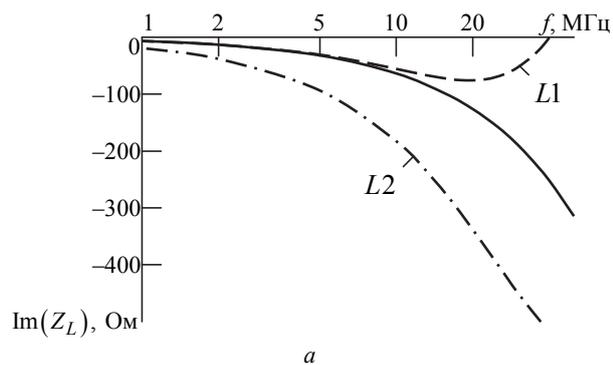


Рис. 9

КОИ при использовании идеального ОУ (сплошная кривая) и с учетом ограниченности полосы пропускания реального ОУ (в схеме рис. 8, а с индуктивностью $L1$; в схеме 8, б с индуктивностью $L2$), а на рис. 9, б – вещественные составляющие входного импеданса при использовании реального ОУ в указанных схемах (для идеального ОУ $\text{Re}(Z_L) \equiv 0$).

Рассмотрим влияние ограниченности полосы пропускания ОУ на передачу сигнала от антенны к нагрузке. Для коэффициента передачи сигнала от антенны, подключенной к нагрузке через цепь конвертора отрицательной емкости, с учетом ограниченности полосы пропускания ОУ получим соотношение

$$K(j\omega) = \frac{\dot{U}_{\text{out}}}{\dot{E}_a} = \frac{Z_C}{Z_a + Z_C} \frac{R_1 + R_2 + R_2 A(j\omega)}{(R_1 + R_2) A(j\omega)}.$$

На рис. 10 показана частотная зависимость модуля коэффициента передачи сигнала от антенны к нагрузке с учетом ограниченности полосы пропускания ОУ ADA4841 в схеме КОИ при различных номиналах емкости.

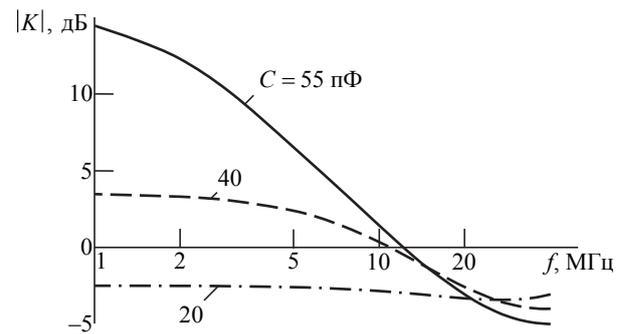


Рис. 10

В [2] описан созданный при участии автора настоящей статьи макет КОИ и его использование для согласования ЭМША. На рис. 11 показаны полученные в результате испытаний отношения уровней сигналов, принятых с ЭМША при ее подключении к нагрузке без цепи согласования и через макетные платы КОИ, реализованных на ОУ ADA4841 (кривая 1) и AD8099 (кривая 2)

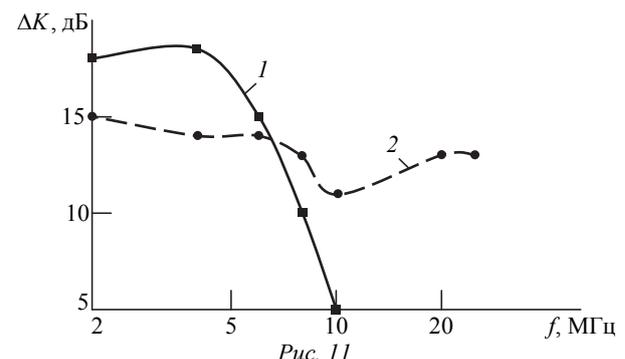


Рис. 11

(маркерами обозначены точки, в которых проводились измерения).

Как видно из анализа эффективности использования КОИ для согласования ЭМША с нагрузкой, ограниченность полосы пропускания ОУ существенно влияет на результат согласования. Ограниченность полосы пропускания ОУ сказывается на

входном импедансе цепи КОИ и, как следствие, на коэффициенте передачи сигнала от антенны к нагрузке на частотах на порядок меньших, чем рабочая полоса частот ОУ. Результаты испытаний антенн с макетами КОИ (см. рис. 11) хорошо согласуются с результатами теоретического анализа (см. рис. 10), выполненного в настоящей статье.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Aberle J. T., Loepsinger-R. Antennas with Non-Foster Matching Networks // Synthesis Lectures on Antennas. 2007. Vol. 2, № 1. P. 1–53.
2. Беленко Д. В., Головков А. А., Можяева Е. И. Исследование характеристик конверторов отрицательной емкости и их использование для широкополосного согласования штыревых антенн // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. Вып. 4. С. 57–61
3. Harris A. D., Myers G. A. An Investigation of Broadband Miniature Antennas, Technical Report / Naval Postgraduate School. Monterey, CA, Sept. 1968. 38 p. URL: <http://www.dtic.mil/dtic/tr/fulltext/u2/677320.pdf> (дата обращения: 21.10.2017).
4. Sussman-Fort S. E., Rudish R. V. Non-Foster Impedance Matching of Electrically-Small Antennas // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 2009. Vol. AP-57, № 8. P. 2230–2241.

5. Aberle J. T. Two-Port Representation of an Antenna with Application to Non-Foster Matching Network // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 2008. Vol. AP-56, № 5. P. 1218–1222.
6. Non-Foster Impedance Wideband Matching Technique for Electrically Small Active Antenna / Wenxing Li, Ning Zhai, Ruilong Chen, Wenhua Yu // Hindawi Publishing Corporation Int. J. of Ant. and Prop. Vol. 2013. Article ID 531419. 7 p. URL: <http://dx.doi.org/10.1155/2013/531419> (дата обращения: 21.10.2017).
7. The Electronics handbook / ed. by J. C. Whitaker. 2nd ed. Boca Raton, FL: CRC Press, 2005. 2561 p.
8. URL: http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4841-1_4841-2.pdf (дата обращения: 21.10.2017).
9. URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8099.pdf> (дата обращения: 21.10.2017).

Статья поступила в редакцию 11 апреля 2017 г.

Для цитирования: Беленко Д. В. Анализ влияния параметров операционного усилителя // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 5. С. 36–41.

Беленко Денис Владимирович – аспирант кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Окончил Таганрогский технологический институт Южного федерального университета (2010) по специальности "Радиофизика и электроника". Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – радиотехника, устройства СВЧ. E-mail: den.belenko@gmail.com

D. V. Belenko

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Analysis of Operational Amplifier Parameter Impact on Negative-Impedance Converter Characteristics

Abstract. The article deals with a low pass op-amp model with high gain at DC and a single-pole frequency response and presents a technique for simple analysis of negative inductance compensator (NIC) circuits. Analytical expressions are derived for NIC frequency response analysis in case of operational amplifier finite bandwidth. Besides, the ideal NIC circuit comparison results are provided. Calculations show that op-amp finite bandwidth has impact on NIC impedance at frequencies 10 times lower than gain-bandwidth product. The obtained analytical results are in good agreement with experimental setup measurements of NIC implementation to electrically small antenna impedance matching.

Key words: Electrically-Small Whip Antenna, Matching, Negative Reactive Element

REFERENCES

1. Aberle J. T., Loepsinger-R. Antennas with Non-Foster Matching Networks. Synthesis Lectures on Antennas. 2007, vol. 2, no. 1, pp. 1–53.
2. Belenko D. V., Golovkov A. A., Mozhaeva E. I. Investigation of Negative Capacity Converters for Broadband Matching of Electrically-Small Antennas. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika*. [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2015, no. 4, pp. 57–61. (In Russian)
3. Harris A. D., Myers G. A. An Investigation of Broadband Miniature Antennas, Technical Report. Naval Postgraduate School. Monterey, CA, Sept. 1968, 38 p. Available at: <http://www.dtic.mil/dtic/tr/fulltext/u2/677320.pdf> (accessed: 21.10.2017).
4. Sussman-Fort S. E., Rudish R. V. Non-Foster Impedance Matching of Electrically-Small Antennas. IEEE Trans. on Ant. and Prop. 2009, vol. AP-57, no. 8, pp. 2230–2241.

5. Aberle J. T. Two-Port Representation of an Antenna with Application to Non-Foster Matching Network. IEEE Trans. on Ant. and Prop. 2008, vol. AP-56, no. 5, pp. 1218–1222.

6. Wenxing Li, Ning Zhai, Ruilong Chen, Wenhua Yu. Non-Foster Impedance Wideband Matching Technique for Electrically Small Active Antenna. Hindawi Publishing Corporation Int. J. of Ant. and Prop, vol. 2013, article ID 531419, 7 p. Available at: <http://dx.doi.org/10.1155/2013/531419> (accessed: 21.10.2017).

7. Whitaker J. C. The Electronics handbook. 2nd ed. Boca Raton, FL.: CRC Press, 2005, 2561 p.

8. Available at: http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4841-1_4841-2.pdf (accessed: 21.10.2017).

9. Available at: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8099.pdf> (accessed: 21.10.2017).

Received April, 11, 2017

For citation: Belenko D. V. Analysis of Operational Amplifier Parameter Impact on Negative-Impedance Converter Characteristics. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 5, pp. 36–41. (In Russian)

Denis V. Belenko – Dipl.-engineer in radiophysics and electronics (2010, Taganrog Technological Institute of Southern Federal University), postgraduate student of the Department of Radio Electronic Equipment of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 2 scientific publications. Area of expertise: radio equipment; microwave devices.

E-mail: den.belenko@gmail.com

УДК 621.396

Д. А. Летавин
Уральский федеральный университет
им. первого Президента России Б. Н. Ельцина

Способ миниатюризации микрополоскового двухшлейфного моста¹

Традиционные микрополосковые мостовые устройства применяются в различных радиоэлектронных устройствах. Однако размеры таких устройств могут быть непрактичными, особенно на низких частотах. В этой связи представлена альтернативная конструкция мостового устройства с применением электродинамических систем (ЭС), эквивалентных индуктивной и емкостной нагрузкам четвертьволновых отрезков длинных линий, составляющих мост. Для их размещения используется свободное пространство внутри моста.

Для учета влияния соседних проводящих линий друг на друга и других факторов разработанная топология промоделирована в программе САПР AWR DE 13. Также выполнена натурная модель устройства, на которой проведены измерения параметров с помощью векторного сетевого анализатора Rohde & Schwarz ZVA 24 и калибровочного комплекта K52. Результаты моделирования и натуральных измерений, близкие друг к другу, показывают, что спроектированная топология моста обладает параметрами, близкими к параметрам обычной конструкции при существенном (до 75 %) сокращении площади.

Микрополосковый мост представленной топологии может быть изготовлен по стандартной технологии травления печатных плат. Форма ЭС выбрана для максимального использования свободного пространства внутри моста без пересечения соседних проводников. Толщина отрезков микрополосковых линий и промежутки между ними определялись с точки зрения технологической целесообразности.

Микрополосковая линия, двухшлейфный мост, миниатюризация

Традиционные микрополосковые мостовые устройства достаточно широко применяются в радиотехнике. Они могут быть использованы в радиолокации, радионавигации, связи, антенных системах, радиоизмерениях и в других областях техники. Также они используются в качестве

функционального узла для построения делителей мощности, смесителей, модуляторов, сумматоров мощности, диаграммообразующих элементов.

Конструкция двухшлейфного моста состоит из двух отрезков микрополосковых линий (МПЛ)

¹ Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ (проект № 8.2538.2017/4.6).

(рис. 1, 5, 6) длиной L_{35} с волновым сопротивлением 35 Ом и двух замыкающих шлейфов (рис. 1, 7, 8) длиной L_{50} с волновым сопротивлением 50 Ом. Ширина МПЛ W_{35} и шлейфов W_{50} определяется волновыми сопротивлениями линий. Длины L_{35} и L_{50} выполнены такими, что с учетом фазовых скоростей распространения волны в МПЛ и шлейфах фазовые сдвиги составляют 90° .

В такой конструкции волна, приходящая с терминала 1(2), делится поровну между терминалами 3 и 4. За счет распространения по МПЛ 5 фаза колебания на терминале 3 отстает от входного колебания на 90° . На терминал 4 сигнал поступает по шлейфу 7 и линии 6, приобретая дополнительный сдвиг фазы 90° по отношению к терминалу 3. На терминал 2 сигнал поступает через шлейф 7 и по цепи 5–8–6 в противофазе, в связи с чем энергия в терминал 2 не ответвляется. Аналогично при подаче сигнала на терминал 2 энергия поступает на терминалы 3 на 4, а терминал 1 оказывается отключенным. При подаче сигнала на терминалы 3(4) сигнал проходит на терминалы 1 и 2 с тем же сдвигом фаз, в то время как терминал 4(3) оказывается отключенным от нее.

Габариты таких устройств могут быть непрактичными, особенно на низких частотах. По этой причине в литературе представлены разнообразные методы уменьшения их размеров [1]–[10]. Рассмотрим лишь некоторые из них. Например, в [1] для уменьшения размеров микрополоскового моста использованы периодические емкостные нагрузки, несимметричные Т-образные

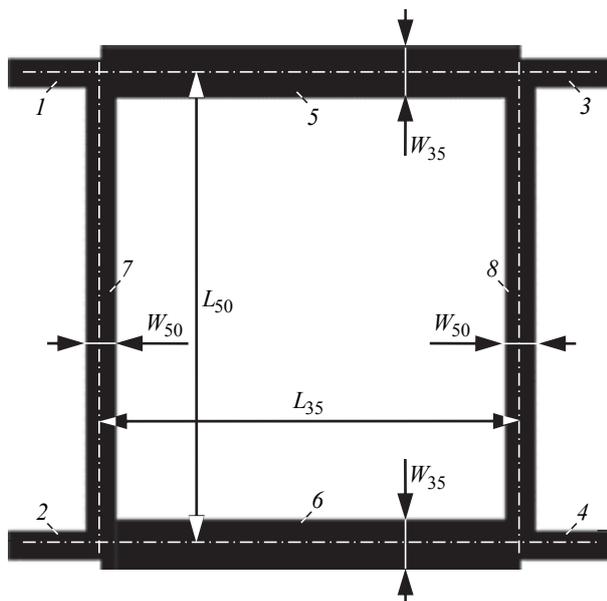


Рис. 1

структуры и нагруженные шлейфы, в [2]–[4] – квазисосредоточенные элементы, в [5], [6] – фрактальные конструкции, в [7], [8] использованы замедляющие системы, в [1] – высокоомные элементы, в [9] – встречно-штыревые конденсаторы.

Перечисленные методы позволяют уменьшить габариты устройства, но при этом не все из них технологически реализуемы или сохраняют характеристики, сопоставимые с традиционными конструкциями.

В настоящей статье для устранения паразитных полос пропускания, уменьшения габаритов и экономичности изготовления в топологию конструкции введены электродинамические структуры (ЭС), выполняющие функции четвертьволновых отрезков, длина которых значительно короче. Введенные ЭС могут быть изготовлены по стандартной технологии травления печатных плат.

Методика проектирования. Габариты обычного двухшлейфного моста (рис. 1) определяются размерами четвертьволновых отрезков МПЛ L_{50} и шлейфов L_{35} . Поэтому для уменьшения его размеров необходимо заменить эти элементы схемами, обладающими такими же характеристиками, но имеющими меньшие размеры. В настоящей статье предложено использовать ЭС вместо четвертьволновых МПЛ и шлейфов. Цель статьи заключается в демонстрации возможности уменьшения габаритов двухшлейфного моста за счет использования ЭС.

Для ориентировочного расчета ЭС можно использовать формулы характеристического сопротивления Z_0 и фазовой скорости v_{ph} :

$$Z_0 = \sqrt{L/C}; \quad v_{ph} = \lambda f = 1/\sqrt{LC}.$$

Учет влияния соседних токопроводящих линий друг на друга и других факторов выполнен в процессе компьютерного моделирования в программе NI-AWR Design Environment 13 [11]. Указанная программа позволяет выполнить полный электродинамический анализ микрополосковых устройств. Первоначально был спроектирован обычный двухшлейфный мост (рис. 1) на центральную рабочую частоту 1.5 ГГц. В качестве материала подложки принят стеклотекстолит с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 4.4$, тангенсом угла диэлектрических потерь $\text{tg } \delta = 0.02$ и толщиной $h = 1$ мм. Результаты численного моделирования показывают, что полоса рабочих частот, определяемая по уровню развязки -20 дБ, составляет 180 МГц.

Для получения компактной конструкции спроектированы ЭС с входными сопротивлениями 35 и 50 Ом. Топологии полученных в результате про-

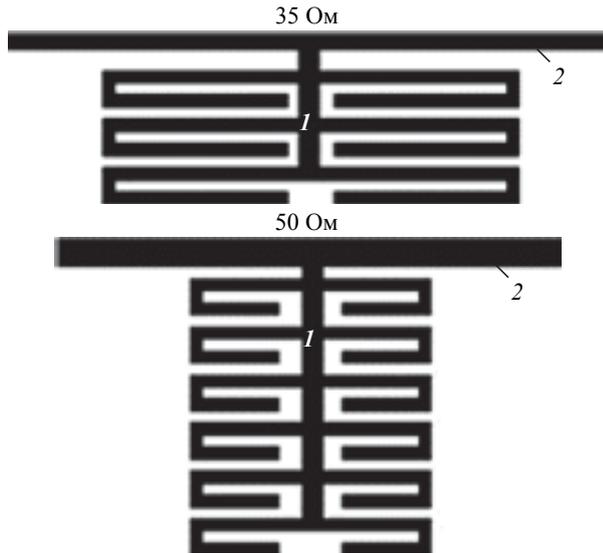


Рис. 2

ектирования ЭС показаны на рис. 2. Разомкнутые шлейфы с длиной менее четверти длины волны в линии 1 реализуют емкости, параллельно подключенные к отрезкам высокоомных МПЛ 2 которые реализуют индуктивности. Топология ЭС выбрана с учетом максимального использования свободного пространства внутри моста без пересечения соседних токопроводящих линий. Количество шлейфов, их длина и ширина определялись необходимым значением емкости, а ширина проводников и зазоры между ними – конструктивными соображениями с учетом возможного взаимного влияния, сказывающегося на параметрах моста.

На рис. 3 представлена топология спроектированного миниатюрного микрополоскового двухшлейфного моста. Мост состоит из четырех попарно одинаковых ЭС, обеспечивающих фазовый сдвиг 90° на центральной частоте.

Характерные размеры микрополосковых мостов, выполненных по обычной топологии и с применением ЭС, представлены в табл. 1. Исходя из

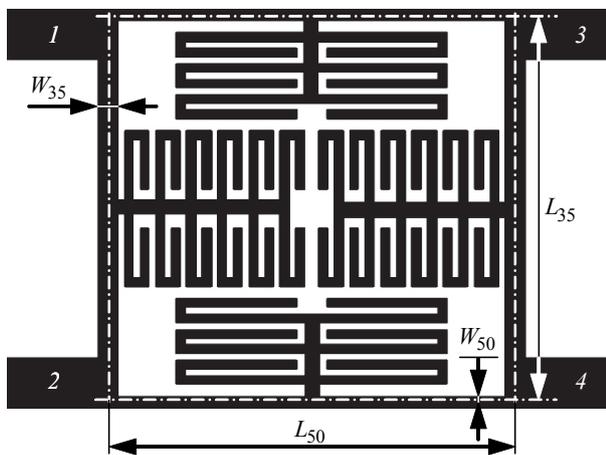


Рис. 3

Таблица 1

Топология	L_{50} , мм	W_{50} , мм	L_{35} , мм	W_{35} , мм
Традиционная	34.0	1.9	29.0	3.3
С применением ЭС	15.4	7.9	16.4	4.2

данных таблицы, в топологии с ЭС 50-омная структура оказалась короче обычной на 18.7 мм, а 35-омная структура – на 14 мм.

Площадь спроектированного моста составляет $15.4 \times 16.4 = 252.6 \text{ мм}^2$ против 986 мм^2 у обычной конструкции. Наглядно это соотношение показано на рис. 4, где обе конструкции представлены в одном масштабе. Для наглядности разработанный микрополосковый мост помещен в свободное пространство традиционной конструкции.

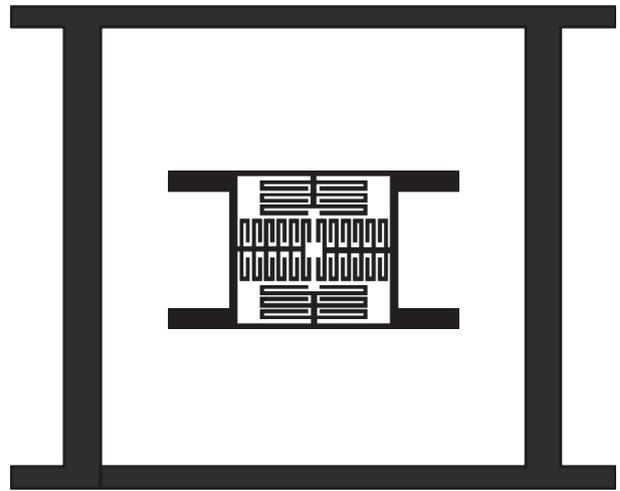


Рис. 4

На рис. 5 приведены частотные зависимости фазового сдвига между сигналами выходных терминалов (рис. 1, 3 и 4) для моста на основе четвертьволновых отрезков МПЛ (кривая 2) и соответствующих им ЭС (кривая 1). Из рис. 3 следует, что фазовые зависимости практически совпадают до частот около 1.75 ГГц.

Для экспериментальной проверки результатов численного моделирования изготовлен опытный образец миниатюрного мостового устройства на стеклотекстолите с диэлектрической проницае-

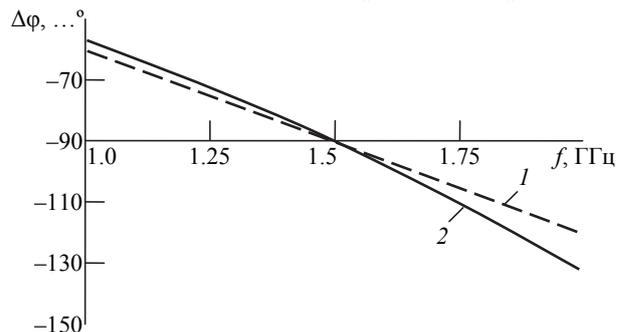


Рис. 5

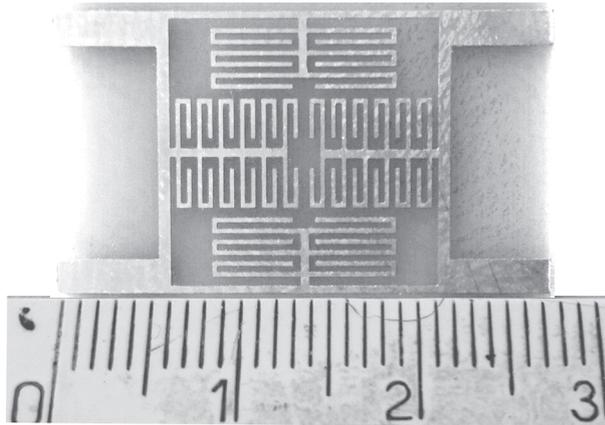


Рис. 6

мостью $\epsilon = 4.4$, тангенсом угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg} \delta = 0.02$ и толщиной $h = 1$ мм (рис. 6).

Зависимость S -параметров спроектированного моста от частоты представлена на рис. 7, аналогичная зависимость S -параметров опытного образца – на рис. 8. Измерения проводились с использованием векторного анализатора цепей Rohde & Schwarz ZVA 24 и калибровочного набора K52.

Основные параметры обычного моста на МПЛ, математической модели и экспериментального образца сведены в табл. 2. Полоса пропускания математической модели моста на ЭС по уровню развязки -20 дБ составляет 102 МГц. Сокращение полосы рабочих частот и уменьшение коэффициента передачи по сравнению с обычной конструкцией вызвано взаимным влиянием ЭС при близком расположении. Полоса частот также лимитируется частотным интервалом, в котором характеристики ЭС совпадают с характеристиками моста традиционной топологии.

Коэффициент отражения на частоте 1.5 ГГц $S_{11} = -26$ дБ.

Центральная частота полосы пропускания экспериментального образца составила 1.485 ГГц (отклонение от модели на 1 %). Вносимые потери коэффициентов передачи на этой частоте имеют значение -3.7 дБ. Полоса рабочих частот по уровню развязки -20 дБ равняется 107 МГц.

Таким образом, параметры экспериментального образца в целом достаточно близки к параметрам математической модели. Наряду с этим площадь моста с использованием ЭС по сравнению с обычной топологией сократилась 74.4 %.

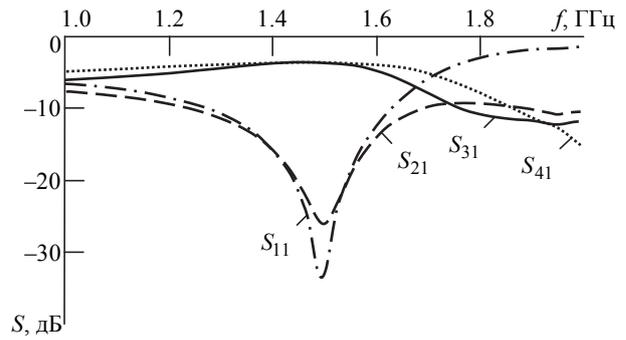


Рис. 7

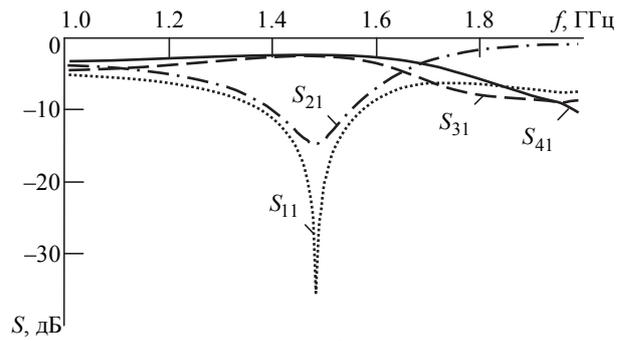


Рис. 8

Разработанная топология имеет простую структуру, реализуемую с помощью стандартных методов травления печатных плат. Необходимо отметить, что примерно такой же уровень миниатюризации можно получить и при других параметрах подложки. Величина сокращения площади моста в основном зависит от расстояния между четвертьволновыми шлейфами, между которыми размещаются малоразмерные ЭС. Это расстояние определяется параметрами подложки.

В настоящей статье представлено моделирование и изготовление опытного образца миниатюрного двухшлейфного моста. Методика замены четвертьволновых отрезков МПЛ на ЭС показала свою эффективность при миниатюризации мостовых устройств. Размещение ЭС внутри моста позволило дополнительно уменьшить габариты устройства. Моделирование и оптимизация конструкции осуществлялись с помощью программы трехмерного электродинамического моделирования. Площадь готового миниатюрного моста уменьшилась на 75.7 % по сравнению с прототипом на основе МПЛ. Необходимо отметить, что предложенная конструкция обладает эффектом подавления паразитных гармоник на более высоких частотах.

Таблица 2

Конструкция	Площадь, мм ²	Полоса частот, по уровню развязки -20 дБ, МГц	Разность фаз на выходах, ...°	Коэффициенты передачи на выходы, дБ	
				S_{31}	S_{41}
МПЛ	986.0	180	90.0	-3.5	-3.5
ЭС, модель	252.6	102	92.9	-3.6	-3.6

В итоге получена компактная легкая в изготовлении конструкция, которая может найти разнообразное применение в технике СВЧ. Дальнейшее уменьшение размеров возможно за счет использования более высокоомных линий пере-

дачи и уменьшения зазора между ними. Однако снижение размеров приведет к сокращению полосы рабочих частот, и получаемые характеристики будут все больше отличаться от характеристик оригинальной конструкции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Eccleston K. W., Ong S. H. M. Compact Planar Microstrip Line Branch-Line and Rat-Race Coupler // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 2003. Vol. MTT-51, № 10. P. 2119–2125.
2. Liao S.-S., Peng J.-T. Compact Planar Microstrip Branch-Line Couplers using The Quasi-Lumped Elements Approach with Nonsymmetrical and Symmetrical T-Shaped Structure // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 2006. Vol. MTT-54, № 9. P. 3508–3514.
3. Щетинин Н. Н., Мельник В. А. Компактный микрополосковый 3 дБ квадратурный направленный ответвитель // Вестн. Воронеж. ин-та ФСИН России. 2014. № 4. С. 26–28.
4. Щетинин Н. Н., Останков А. В., Воробьева Е. И. Математическая модель для проектирования микрополоскового направленного ответвителя на квазисредоточенных элементах // Вестн. Воронеж. гос. техн. ун-та. 2014. Т. 10, № 3-1. С. 66–70.
5. Ghali H., Moselhy T. A. Miniaturized Fractal Rat-Race, Branch-Line, and Coupler-Line Hybrids // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 2004. Vol. MTT-52, № 11. P. 2513–2520.
6. Zhu J., Zhou Y., Liu J. Miniaturization of Broadband 3-dB Branch-Line Coupler // Progress in Electromagnetics Research Lett. 2011. Vol. 24. P. 169–176.
7. A Compact Slow-Wave Microstrip Branch-Line Coupler with High Performance / J. Wang, B. Z. Wang, Y.-X. Guo, L.-C. Ong, S. Xiao // IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. 2007. Vol. 17. P. 501–503.
8. Chang W.-S., Chang C.-Y. A High Slow-Wave Factor Microstrip Structure With Simple Design Formulas and Its Application to Microewave Circuit Design // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 2012. Vol. 60, №. 11, P. 3376–3383.
9. Tang C. W., Chen M.-G. Synthesizing Microstrip Branch-Line Coupler with Predetermined Compact Size and Bandwidth // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 2007. Vol. MTT-55, № 9. P. 1926–1934.
10. A miniaturized 2 dB Branch-Line Hybrid Coupler With Harmonics Suppression / K.-Yu Tsai, H.-Sh. Yang, J.-H. Chen, Yi-Jan Emery Chen // IEEE Microw. Wireless Compon. Lett. 2011. Vol. 21, № 10. P. 537–539.
11. URL: <http://www.ni.com/rf/awr> (дата обращения: 22.11.2017).

Статья поступила в редакцию 25 августа 2017 г.

Для цитирования: Летавин Д. А. Способ миниатюризации микрополоскового двухшлейфного моста // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 5. С. 41–46.

Летавин Денис Александрович – магистр по направлению "Радиотехника" (2016), аспирант Департамента радиоэлектроники и связи Института радиоэлектроники и информационных технологий – РтФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина. Автор 10 научных работ. Сфера научных интересов – прикладная электродинамика.

E-mail: d.a.letavin@urfu.ru

D. A. Letavin

Ural Federal University n. a. the first President of Russia B. N. Yeltsin

The Method of Miniaturization of a Microstrip Branch-Line Couplers

Abstract. Traditional microstrip coupler devices have found various applications in radio engineering. They can be used in radiolocation, radio navigation, communications, antenna systems, radio measurements and other fields of technology. They are also used as a functional node for building power dividers, mixers, modulators, power summators, and beamforming elements. The design of the branch-line coupler consists of segments of microstrip lines with phase shifts of 90 degrees. However, the dimensions of such devices can be impractical, especially at low frequencies. Therefore, it is necessary to use various design solutions aimed at reducing the size of the device, while maintaining its characteristics at the level of a standard device. In order to eliminate parasitic transmission bands, reduce overall dimensions and economical manufacture, electrodynamic structures (ESs) that function as quarter-wave segments will be introduced into the design topology, and their dimensions are much shorter in length, and they can be manufactured by standard etching technology of printed circuit boards. The shape of the ES is chosen to maximize the use of free space within the coupler, without crossing adjacent conductor lines. The thickness of the microstrip lines and the gaps between them are selected in terms of technological feasibility. To take into account the influence of neighboring conductive lines on each other and other factors, the AWR DE 13 program was used. The compact design has the following dimensions $15.4 \times 16.4 = 252.6 \text{ mm}^2$, which is 75.7 % less than the conventional design. Based on the simulation results, a prototype of a compact coupler was manufactured. Measurements of its parameters were carried out using the vector network analyzer Rohde & Schwarz ZVA 24 and the calibration kit K52. As a result, a compact design was obtained, easy to manufacture, which can find a variety of applications in microwave technology. Further reduction in size is possible due to the use of higher resistance lines and a reduction in the gap between them. However, further reduction will lead to a greater decrease in the bandwidth of operating frequencies, and the characteristics obtained will increasingly differ from those of the original design.

Key words: Microstrip line, branch-line coupler, miniaturization

REFERENCES

1. Eccleston K. W., Ong S. H. M. Compact Planar Microstripline Branch-Line and Rat-Race Coupler. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2003, vol. MTT-51, no. 10, pp. 2119–2125.
2. Liao S.-S., Peng J.-T. Compact Planar Microstrip Branch-Line Couplers Using the Quasi-Lumped Elements Approach With Nonsymmetrical and Symmetrical T-Shaped Structure. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2006, vol. MTT-54, no. 9, pp. 3508–3514.
3. Shchetinin N. N., Melnik V. A. Compact Microstrip 3 Db Quadrature Directional Coupler. *Herald of the Voronezh institute of the Russian Federal Penitentiary Service.* 2014, no. 4, pp. 26–28. (In Russian)
4. Shchetinin N. N., Ostankov A. V., Vorobjeva E. I. Mathematical Model for the Microstrip Directional Coupler on a Quasi-Lumped Element. *Herald of the Voronezh State Technical University.* 2014, vol. 10, no. 3–1, pp. 66–70. (In Russian)
5. Ghali H., Moselhy T. A. Miniaturized Fractal Rat-Race, Branch-Line, and Coupler-Line Hybrids. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2004, vol. MTT-52, no. 11, pp. 2513–2520.
6. Zhu J., Zhou Y., Liu J. Miniaturization of Broadband 3-dB Branch-Line Coupler. *Progress in Electromagnetics Research Letters.* 2011, vol. 24, pp. 169–176.
7. Wang J., Wang B. Z., Guo Y.-X., Ong L.-C., Xiao S. A Compact Slow-Wave Microstrip Branch-Line Coupler with High Performance. *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* 2007, vol. 17, pp. 501–503.
8. Chang W.-S., Chang C.-Y. A High Slow-Wave Factor Microstrip Structure with Simple Design Formulas and Its Application to Microwave Circuit Design. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2012, vol. 60, no. 11, pp. 3376–3383.
9. Tang C. W., Chen M.-G. Synthesizing microstrip branch-line coupler with predetermined compact size and bandwidth. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2007, vol. MTT-55, no. 9, pp. 1926–1934.
10. Tsai K.-Yu, Yang H.-Sh., Chen J.-H., Emery Chen Yi-Jan. A miniaturized 2 dB Branch-Line Hybrid Coupler With Harmonics Suppression. *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* 2011, vol. 21, no 10, pp. 537–539.
11. Available at: <http://www.ni.com/rf/awr> (accessed: 22.11.2017).

Received August, 25, 2017

For citation: Letavin D. A. The Method of Miniaturization of a Microstrip Branch-Line Couplers. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 5, pp. 41–46. (In Russian)

Denis A. Letavin – Master’s Degree in Radioengineering (2016), postgraduate student of the Department of Radioelectronics and Communication of Institute of Radio Electronics and Information Technology of the Ural Federal University. The author of 10 scientific publications. Area of expertise: applying electrodynamics.
E-mail: d.a.letavin@urfu.ru



УДК 004.94

Вьет Нгуен Дык, О. А. Маркелов, М. И. Богачев
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Моделирование агрегированного сетевого трафика узла инфокоммуникационной сети на основе суперстатистического подхода с учетом эффектов долговременной зависимости и нестационарного характера пользовательской активности

Предложен суперстатистический подход к моделированию агрегированного трафика узла инфокоммуникационной сети с учетом эффектов долговременной зависимости и нестационарной динамики неоднородного потока пользовательских запросов. С использованием методов теории массового обслуживания показано, что применение модели однородного потока, в частности формулы Кингмана, приводит к недооценке среднего времени пребывания пользовательских запросов в системе на один-два порядка при высоком коэффициенте использования исследуемого узла. Напротив, использование альтернативной суперстатистической модели, учитывающей эффекты долговременной зависимости интенсивностей пользовательских запросов, позволяет снизить указанную недооценку более чем на один порядок.

Сетевой трафик, долговременная зависимость, производительность СМО, суперстатистики

Анализ и моделирование сетевого трафика являются важной задачей для исследователей и инженеров, связанных с сетевыми технологиями. В последние два десятилетия в эмпирических исследованиях сетевого трафика отмечаются существенно неоднородный характер потоков данных, а также свойства долговременной зависимости [1]. Неоднородность агрегированного трафика в современных многопользовательских сетях связана с активным обменом информацией между отдельными пользователями, что обуславливает кооперативный характер их обращения к ресурсам сети. Следствием являются выраженная кластеризация запросов к ресурсам сети и пульсирующая динамика агрегированного трафика в целом. В этих условиях классические модели на основе однородных потоков недооценивают потребность в пропускной способности сети, необходимой для обеспечения заданных показателей качества обслуживания пользователей.

Поиск универсальной модели для трафика с долговременной зависимостью является нетривиальной задачей. Недавно предложенный суперстатистический подход, который основывается на

представлении неоднородного потока данных в виде суперпозиции однородных, в простейшем случае пуассоновских потоков, позволяет отчасти восполнить этот пробел [2], [3]. Однако в предложенной ранее модификации указанный подход не учитывает эффекты долговременной зависимости, характерные как для потоков пользовательских запросов, так и для агрегированного трафика многопользовательских сетей [1]. В настоящей статье рассмотрен сценарий моделирования сетевого трафика кластера с выраженными колебаниями интенсивности с учетом свойств долговременной зависимости данных колебаний, включая эпизоды нестационарной динамики. С использованием математического аппарата теории массового обслуживания (ТМО) показано, что суперстатистическая модель сетевого трафика в этом случае должна дополнительно учитывать свойства долговременной зависимости.

В представленном анализе использованы протоколы посуточных данных трафика распределенного кластера, обслуживавшего чемпионат мира по футболу 1998 г. общей продолжительностью 87 сут [4]. Из исходных данных были извле-

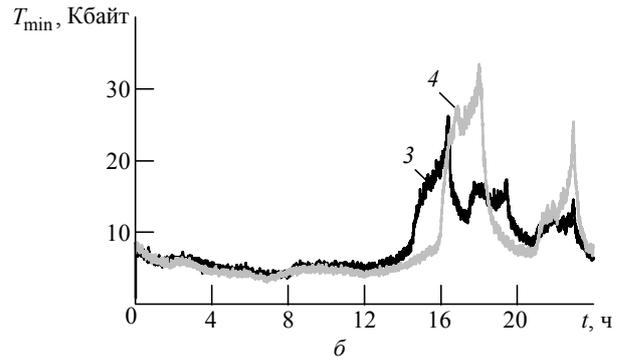
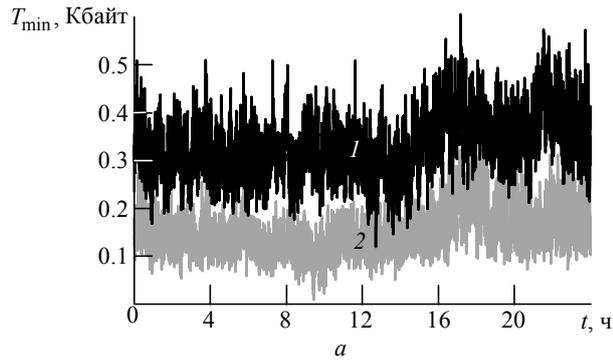


Рис. 1

чены время прибытия пользовательских запросов и объем данных, необходимый для передачи в ответ на этот запрос. Численным анализом установлено, что многие записи трафика обладают выраженной нестационарной динамикой, особенно в дни проведения ключевых матчей. Проверка стационарности посуточных записей трафика выполнялась с помощью теста Дики–Фуллера с уровнем статистической значимости 95 % [5]. На рис. 1 показаны типичные суточные реализации объема трафика, соответствующие сценариям со стационарной (а) и нестационарной (б) динамикой, наблюдаемым в различные сутки. Зависимости на рис. 1, а получены до начала чемпионата (15-е сутки наблюдения, кривая 1) и после его завершения (85-е сутки, кривая 2). Зависимости на рис. 1, б (48-е сутки, кривая 3 и 60-е сутки, кривая 4) получены в дни проведения матчей. Некоторые суточные записи трафика, полученные в дни настройки и испытания сетевого оборудования, были исключены из дальнейшего анализа, поскольку они не характеризуют типичное поведение пользователей.

Согласно суперстатистическому подходу агрегированный трафик представляется в виде последовательности коротких временных фрагментов, к которым предъявляется требование стационарности [6], [7]. Обоснованный выбор интервала стационарности фрагмента может быть выполнен с помощью теста Дики–Фуллера. Для фрагментов реализаций трафика с временным окном $T = 15$ с 95 % от общего числа фрагментов оказываются стационарными с уровнем значимости теста Дики–Фуллера 95 %. Поэтому каждая суточная запись трафика разделялась на 5760 15-секундных стационарных непересекающихся фрагментов. Каждый фрагмент в дальнейшем характеризовался интенсивностью пользовательских запросов $\beta = 1/\bar{\tau}$, где $\bar{\tau}$ – средний интервал времени между поступлениями отдельных запросов.

Рассмотрим распределение вероятностей интервалов времени между запросами на основе суперстатистического подхода. Как указывалось ранее, поток запросов в каждом фрагменте трафика характеризовался интенсивностью пользовательских запросов β . Тогда распределение времени между запросами τ может быть описано на основе формулы полной вероятности. Полагая потоки в пределах каждого фрагмента пуассоновскими, имеем [6], [7]:

$$P(\tau) = \int_0^{\infty} P(\beta)\beta P(\tau|\beta)d\beta = \int_0^{\infty} P(\beta)\beta^2 e^{-\beta\tau}d\beta, \quad (1)$$

где $P(\beta)$ – плотность распределения вероятностей (ПРВ) интенсивностей в отдельных фрагментах трафика в течение суток; $P(\tau|\beta) = \beta e^{-\beta\tau}$ – ПРВ пуассоновского потока в каждом фрагменте. Отличие (1) от формулы, предложенной в [7], состоит в том, что в (1) добавлен дополнительный множитель β для учета того, что среднее число запросов, содержащихся в каждом интервале стационарности, пропорционально их интенсивности β .

На рис. 2 штриховыми линиями представлены типичные примеры эмпирических ПРВ $P(\beta)$ для различных суток анализа. В целях сравнения распределений с сильно различающимися интенсивностями запросов зависимости даны в нормированном

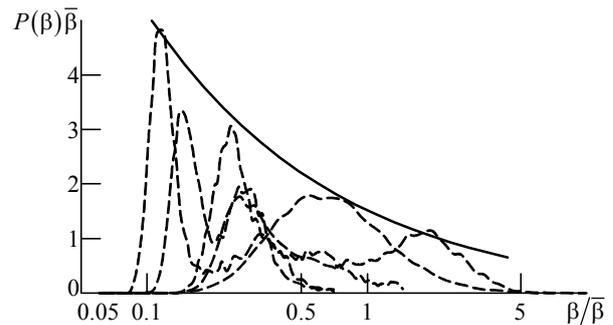


Рис. 2

виде: $P(\beta/\bar{\beta})\bar{\beta}$, где $\bar{\beta}$ – средняя интенсивность запросов за данные сутки. Сплошной линией представлена общая огибающая, приближенно отражающая характер затухания, усредненного по всем суткам распределения плотности. Несмотря на наблюдаемое в ряде случаев сходство центральных частей или отдельных пиков полученных распределений с гауссовским, для ряда проанализированных суточных записей, в особенности соответствующих суткам с нестационарной динамикой трафика, статистические тесты указывают на значимые отклонения эмпирических распределений от гауссовской модели. Тем не менее в условиях, когда среди стандартных распределений не удается подобрать универсальную модель для всех суток анализа, в качестве первого приближения рассмотрим сценарий, когда интенсивности распределены по некоторому распределению, сходящемуся к гауссовскому. Поскольку использование непосредственно гауссовского распределения интенсивностей нежелательно, так как оно предполагает наличие с ненулевой вероятностью отрицательных значений, рассмотрим ПРВ, соответствующую Γ -распределению:

$$P(\beta) = \frac{\lambda^\alpha}{\Gamma(\alpha)} \beta^{\alpha-1} \exp(-\lambda\beta), \quad (2)$$

где $\lambda = \alpha/\bar{\beta}$ – коэффициент интенсивности; α – коэффициент формы; $\Gamma(\alpha)$ – Γ -функция. Среднее значение Γ -распределения составляет $\bar{\beta} = \alpha/\lambda$, его дисперсия – $\sigma(\beta) = \alpha/\lambda^2$. Коэффициент формы определяется как $\alpha = 1/[\sigma(\beta)/\bar{\beta}]^2 = 1/\rho^2$ и зависит только от коэффициента вариации $\rho = \sigma(\beta)/\bar{\beta}$.

Таким образом, необходимо проанализировать суперпозицию множества фрагментов с экспоненциальным распределением интервалов времени между запросами с локальной интенсивностью поступления запросов β . Подставив (2) в (1), окончательно получим общее распределение интервалов времени между пользовательскими запросами:

$$\begin{aligned} P(\tau) &= \int_0^\infty \frac{\lambda^\alpha}{\Gamma(\alpha)} \beta^{\alpha-1} \exp(-\lambda\beta) \beta^2 \exp(-\beta\tau) d\beta = \\ &= \frac{\lambda^\alpha}{\Gamma(\alpha)} \frac{\Gamma(\alpha)(\alpha+1)\alpha}{(\tau+\lambda)^{\alpha+2}} = \frac{\lambda^\alpha(\alpha+1)\alpha}{(\tau+\lambda)^{\alpha+2}}. \end{aligned}$$

Полученное распределение относится к классу распределений Парето и асимптотически эквивалентно q -экспоненциальному распределению [8]:

$$P(\tau) = C [1 + b(q-1)\tau]^{-1/(q-1)},$$

где

$$C = (\alpha+1)\alpha/\lambda^2; \quad b = \bar{\beta}/(3-2q); \quad q = 1/(\alpha+2) + 1.$$

Известно [2], [3], что q -экспоненциальное распределение описывает интервалы времени между запросами для эмпирических данных.

Возникает вопрос о влиянии автокорреляционных свойств интенсивностей запросов в последовательных фрагментах на характеристики трафика узла с позиций ТМО. Для его оценки далее рассмотрены три модели, представляющие собой суперпозиции однородных пуассоновских потоков с переменными интенсивностями:

– эмпирические данные;

– перемешанные данные, полученные случайной перестановкой эмпирических данных с целью исключения корреляционных связей между последовательными фрагментами;

– перемешанные данные, коррелированные с помощью алгоритма Шрайбера–Шмитца [9] для получения значения показателя Херста, соответствующего долговременной зависимости эмпирических данных, определенного флуктуационным анализом с исключением тренда из эмпирических данных потока пользовательских запросов к узлу согласно методике, изложенной в [10].

На рис. 3, 4 в качестве характеристик автокорреляционных связей показаны зависимости плотности вероятности интервалов между запросами от нормированного временного интервала для стационарных последовательностей (рис. 3: a – 15-е сутки наблюдения; b – 85-е сутки) и для нестационарных последовательностей (рис. 4: a – 48-е сутки наблюдения; b – 60-е сутки). Зависимости эмпирических данных показаны кривыми 1; данных, полученных случайной перестановкой фрагментов, – кривыми 2; данных, перемешанных по алгоритму Шрайбера–Шмитца, – кривыми 3. Сплошными линиями изображены аппроксимации зависимостей q -экспоненциальным распределением. На врезках показаны примеры зависимостей интенсивностей, полученных указанными методами (номера зависимостей совпадают с обозначениями кривых).

Из рис. 3, 4 следует, что q -экспоненциальное распределение хорошо описывает функции распределения вероятностей интервалов времени между

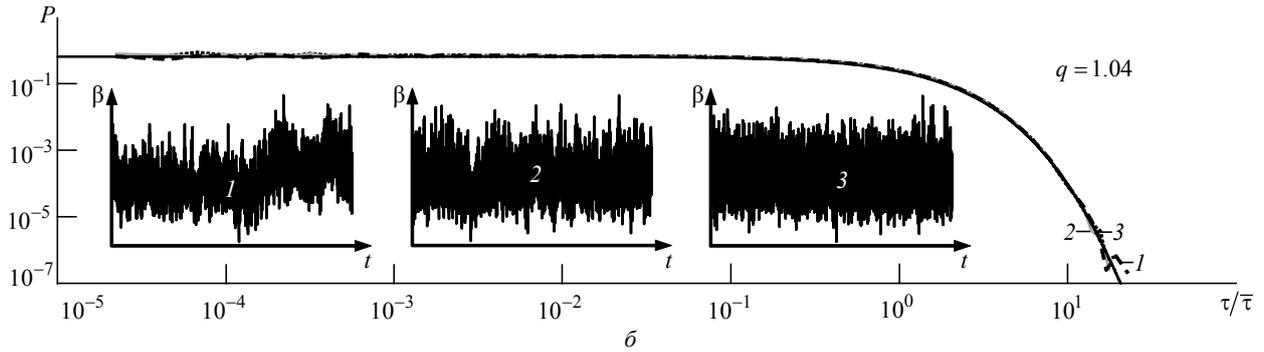
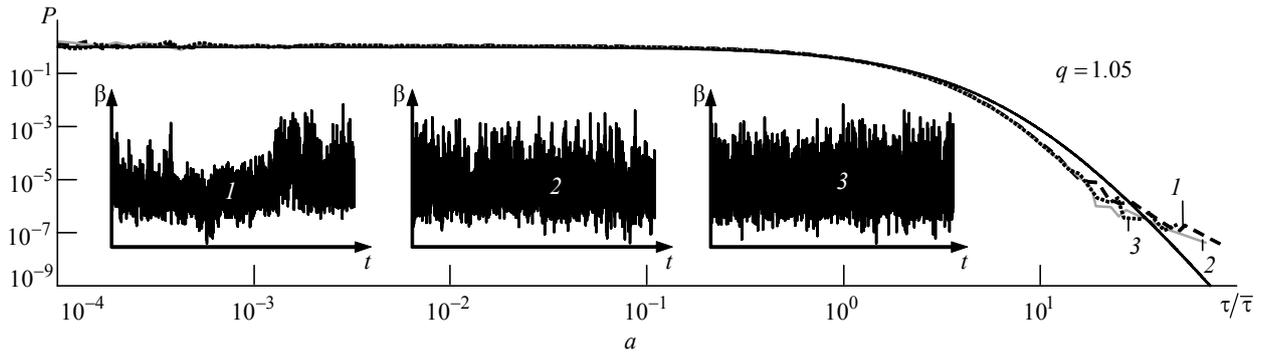


Рис. 3

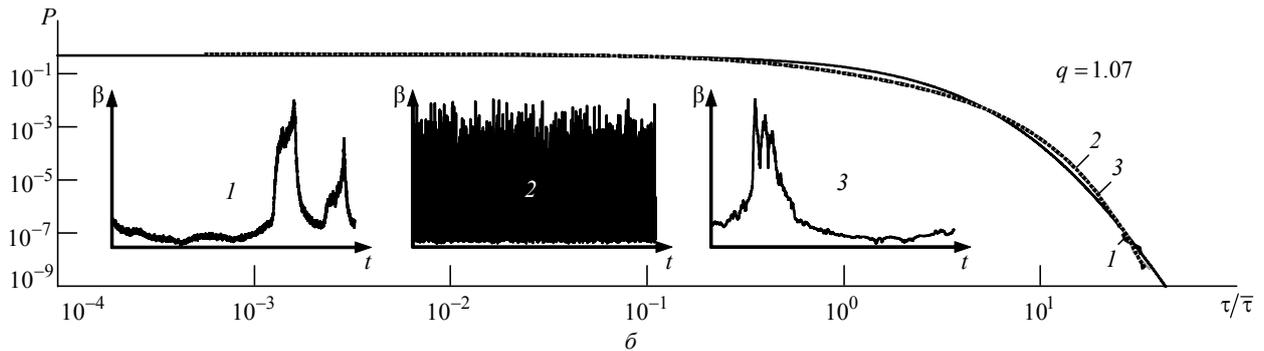
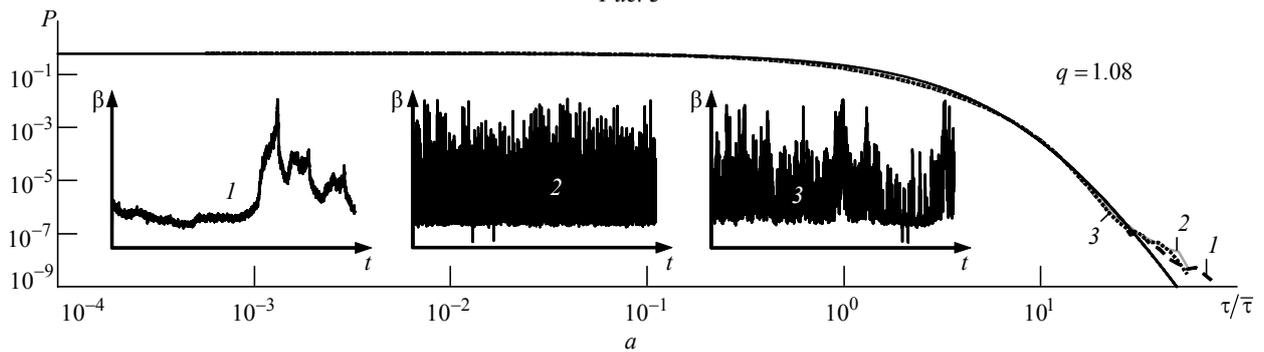


Рис. 4

запросами для всех случаев рассмотренной модели рядов интенсивностей как в стационарном, так и в нестационарном случаях, что хорошо согласуется с полученными авторами настоящей статьи ранее результатами для других сетевых узлов [11]. Полученные результаты свидетельствуют о том, что перестановка фрагментов с различными интенсивностями β не изменяет вида распределения $P(\beta)$. Это подтверждает справедливость суперстатистического подхода в целом и выражения (1) в частно-

сти для потока с переменной интенсивностью, вне зависимости от порядка следования фрагментов с различной интенсивностью запросов.

Наряду с этим очевидно, что рассмотренная перестановка фрагментов изменяет автокорреляционные свойства последовательностей интервалов времени между пользовательскими запросами к исследуемому узлу сети. Поэтому на заключительном этапе представленного исследования проведено моделирование системы массового

обслуживания (СМО) для определения влияния корреляционных свойств при оценке требований к пропускной способности сетевого узла. Входными данными для модели СМО являлись интервалы времени между запросами и времена обслуживания, извлеченные как из эмпирических записей трафика, так и из синтезированных потоков запросов (соответствующих исходным, перемешанным и коррелированным рядам интенсивностей пользовательских запросов). Синтезированные данные формировались на основе рассмотренной суперстатистической модели. Эмпирический поток запросов пользователя в каждом фрагменте заменялся пуассоновским потоком с локальной интенсивностью β , взятой из соответствующего фрагмента. Перемешанные данные получены перестановкой фрагментов исходных данных. Затем перемешанные данные коррелировались, чтобы сгенерировать коррелированные данные.

Ключевым выходным параметром, характеризующим производительность СМО, является среднее время, проведенное пользовательской заявкой в системе от момента поступления до завершения обслуживания (так называемое среднее время пребывания). Для проверки точности предложенной модели среднее время пребывания, полученное моделированием СМО с синтезированными данными, сравнивалось со средним временем, полученным при моделировании СМО с использованием эмпирических данных, а также с его оценкой согласно аналитической формуле Кингмана [12].

Формула Кингмана является приближением для оценки среднего времени ожидания в СМО G/G/1 – одноканальной СМО с произвольно распределенными интервалами времени между запросами и длительностями обслуживания. Формула Кингмана имеет вид [11]

$$\bar{W}_q = \frac{\bar{v}}{c} \left[\frac{U}{1-U} \right] \left[\frac{\rho_\tau^2 + \rho_v^2}{2} \right],$$

где \bar{v} – средний объем информации, передаваемый по каналу связи при выполнении одного запроса; c – пропускная способность используемого канала связи; U – коэффициент использования системы; $\rho_\tau = \sigma_\tau / \bar{\tau}$, $\rho_v = \sigma_v / \bar{v}$ – коэффициенты вариации интервалов времени между запросами и времени обслуживания запросов соответственно, определяемые как стандартное отклонение случайной величины, деленное на ее среднее значение. Среднее время пребывания запроса в СМО \bar{W} вычисляется как сумма среднего времени ожидания обработки \bar{W}_q , полученной на основе формулы Кингмана, и среднего времени обслуживания.

Сравнение полученных результатов с простейшей СМО M/M/1 не выполнялось, поскольку в предыдущих исследованиях авторов статьи [2], [3] показана ее низкая эффективность при описании неоднородных потоков данных в сетях, в результате чего M/M/1 сильно недооценивает производительность СМО.

На рис. 5 показаны результаты оценки среднего времени пребывания запроса в СМО, получен-

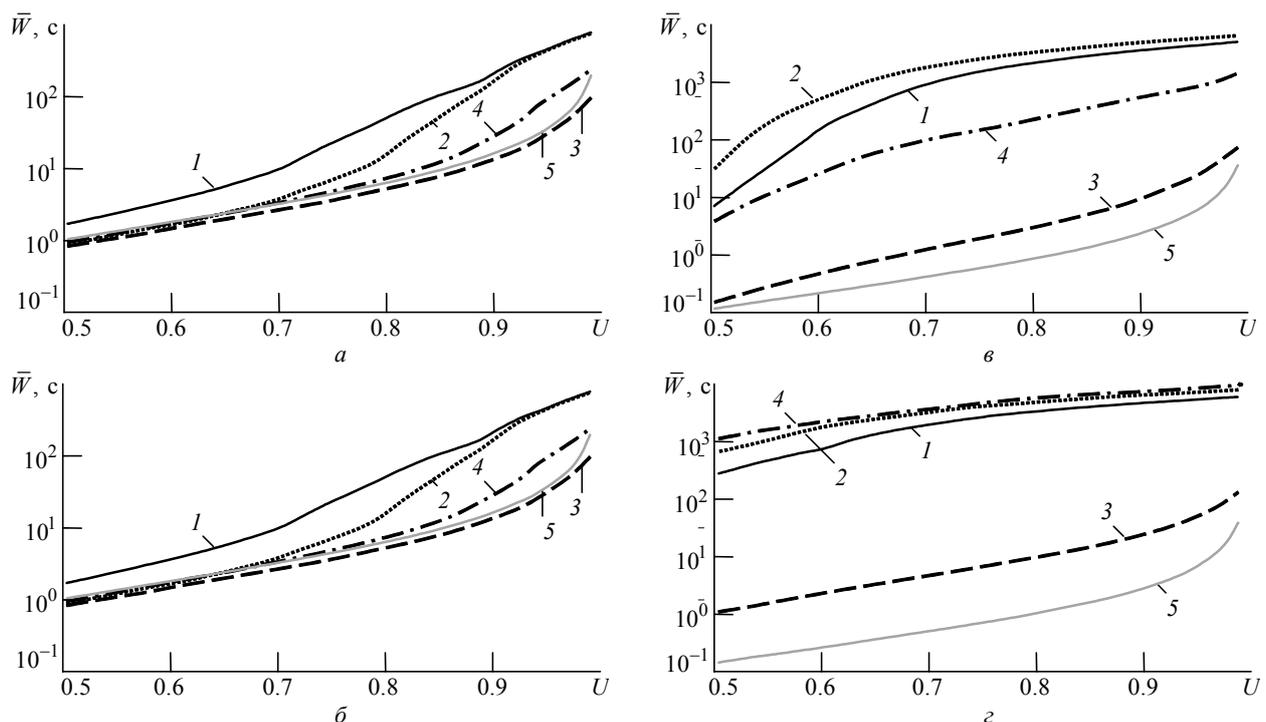


Рис. 5

ные при ее моделировании, для стационарной динамики запросов (рис. 5: a – 15-е сутки наблюдения; b – 85-е сутки) и для нестационарной динамики (рис. 5: c – 48-е сутки; d – 60-е сутки). Зависимости I соответствуют наличию в СМО запросов с эмпирическими потоками трафика; зависимости 2 – замене фрагментов эмпирических потоков пуассоновскими потоками с той же интенсивностью β ; 3 – потоку запросов с перемешанными фрагментами; 4 – коррелированным потокам запросов с перемешанными фрагментами; 5 – результаты оценки среднего времени пребывания запросов в системе на основе формулы Кингмана.

Зависимости показывают, что приближение, основанное на формуле Кингмана, недооценивает эмпирическое среднее время пребывания на один-два порядка при высоком коэффициенте использования системы для обработки коррелированных интенсивностей запросов. Напротив, с помощью альтернативной суперстатистической модели, учитывающей автокорреляционные свойства ряда интенсивностей, отражающих эффекты долговременной зависимости, эта недооценка может быть уменьшена более чем на один порядок.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Park K., Willinger W. Self-Similar Network Traffic and Performance Evaluation. URL: http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/047120644X.fmatter_insub/summary (дата обращения: 16.09.2017).
2. Universal Model for Collective Access Patterns in the Internet Traffic Dynamics: A Superstatistical Approach / A. Tamazian, V. D. Nguyen, O. A. Markelov, M. I. Bogachev // EPL (Europhysics Letters). 2016. Vol. 115, iss. 1. P. 10008. URL: <http://iopscience.iop.org/article/10.1209/0295-5075/115/10008/meta> (дата обращения: 16.09.2017).
3. Вьет Нгуен Дык, Тамазян А. С. Модель сетевого трафика на основе суперпозиции однородных потоков пользовательских запросов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 1. С. 40–44.
4. URL: <http://ita.ee.lbl.gov> (дата обращения: 05.02.2017).
5. Dickey D. A., Fuller W. A. Distribution of the Estimators for Autoregressive Time Series with a Unit Root // J. of The American Statistical Association. 1979. Vol. 74, iss. 366. P. 427–431.
6. Beck C., Cohen E. D. G. Superstatistics // Physica A. 2003. Vol. 322. P. 267–275.
7. Briggs K., Beck C. Modelling Train Delays with q-exponential Functions // Physica A. 2007. Vol. 378. P. 498–504.
8. Markelov O., Duc V. N., Bogachev M. Statistical Modeling of the Internet Traffic Dynamics: To Which Extent Do We Need Long-Term Correlations? // Physica A, 2017. Vol. 485. P. 48–60. URL: <https://doi.org/10.1016/j.physa.2017.05.023> (дата обращения: 16.09.2017).
9. Thomas S., Schmitz A. Surrogate Time Series // Physica D. 2000. Vol. 142, iss. 3. P. 346–382.
10. Kantelhardt J. W. Detecting Long-Range Correlations with Detrended Fluctuation Analysis // Physica A. 2001. Vol. 295. P. 441–454.
11. Temporal Clustering Effects in the Network Traffic Evaluated by Queueing System Performance / Viet Nguyen Duc, A. Tamazian, O. Markelov, M. Bogachev // IEEE NW Russia Young Res. in Electric and Electronic Eng. Conf., 2016 Feb. 2–3. P. 370–372. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7448196/> (дата обращения: 16.09.2017).
12. Kingman J. F. C. The Single Server Queue in Heavy Traffic // Mathematical Proc. of the Cambridge Philosophical Society. Cambridge: Cambridge University Press, 1961. Vol. 57, iss. 04. P. 902–904.

Статья поступила в редакцию 31 мая 2017 г.

Для цитирования: Вьет Нгуен Дык, Маркелов О. А., Богачев М. И. Моделирование агрегированного сетевого трафика узла инфокоммуникационной сети на основе суперстатистического подхода с учетом эффектов долговременной зависимости и нестационарного характера пользовательской активности // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 5. С. 47–53.

Вьет Нгуен Дык – аспирант кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Окончил Технический университет г. Ханой (2010) по специальности "Радиоэлектронные и телекоммуникационные системы". Автор шести научных публикаций. Сфера научных интересов – телекоммуникационные и инфокоммуникационные системы; математическое моделирование; системы массового обслуживания.
E-mail: ndvietleti@gmail.com

Маркелов Олег Александрович – кандидат технических наук (2014), доцент кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 40 научных работ. Сфера научных интересов – статистический анализ динамических систем; анализ и прогнозирование временных рядов; прикладная статистика.
E-mail: OAMarkelov@etu.ru

Богачев Михаил Игоревич – кандидат технических наук (2006), доцент (2011), ведущий научный сотрудник (2014) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных публикаций. Сфера научных интересов – исследование структурной организации и динамического поведения сложных систем различной физической природы; математическое моделирование сложных систем.
E-mail: mibogachev@etu.ru

Viet Nguyen Duc, O. A. Markelov, M. I. Bogachev
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Aggregated Network Traffic Modeling based on Superstatistical Approach with Account of Long-Term Dependence and Non-Stationary Dynamics Effects

Abstract. A superstatistical approach that takes into account the long-term correlation and the non-stationary dynamics is proposed for modelling aggregated traffic with non-stationary dynamics. By means of queuing system simulation, it is shown that traditional approximation based on Kingman's formula underestimates the average sojourn time by up to two decades at high utilization. On the contrary, the use of alternative superstatistical model taking into account the long-term correlation, this underestimation can be reduced by more than one decade.

Key words: Network Traffic, Long-Term Correlation, Performance of Queuing System, Superstatistics

REFERENCES

1. Park K., Willinger W. Self-Similar Network Traffic and Performance Evaluation. Available at: http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/047120644X_fmatter_insub/summary (accessed: 16.09.2017).
2. Tamazian A., Nguyen V. D., Markelov O. A., Bogachev M. I. Universal Model for Collective Access Patterns in the Internet Traffic Dynamics: A Superstatistical Approach. EPL (Europhysics Letters). 2016, vol. 115, no. 1, p. 10008. Available at: <http://iopscience.iop.org/article/10.1209/0295-5075/115/10008/meta> (accessed: 16.09.2017).
3. Viet Nguyen Duc, Tamazian A. S. Network Traffic Model Based on Superposition of Single User Requests Flows. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 1, pp. 40–44. (In Russian)
4. Available at: <http://ita.ee.lbl.gov> (accessed: 05.02.2017).
5. Dickey D. A., Fuller W. A. Distribution of the Estimators for Autoregressive Time Series with a Unit Root. J. of the American Statistical Association. 1979, vol. 74, no. 366, pp. 427–431.
6. Beck C., Cohen E. D. G. Superstatistics. *Physica A*. 2003, vol. 322, pp. 267–275.
7. Briggs K., Beck C. Modelling Train Delays with q-exponential Functions. *Physica A*. 2007, vol. 378, pp. 498–504.
8. Markelov O., Duc V. N., Bogachev M. Statistical Modeling of the Internet Traffic Dynamics: To Which Extent Do We Need Long-Term Correlations? *Physica A*. 2017, vol. 485, pp. 48–60. Available at: <https://doi.org/10.1016/j.physa.2017.05.023> (accessed: 16.09.2017).
9. Thomas S., Schmitz A. Surrogate Time Series. *Physica D*. 2000, vol. 142, no. 3, pp. 346–382.
10. Kantelhardt J. W. Detecting Long-Range Correlations with Detrended Fluctuation Analysis. *Physica A*. 2001, vol. 295, pp. 441–454.
11. Duc Viet Nguyen, Tamazian A., Markelov O., Bogachev M. Temporal Clustering Effects in the Network Traffic Evaluated by Queueing System Performance. IEEE NW Russia Young Res. in Electric and Electronic Eng. Conf. 2016, Feb. 2–3, pp. 370–372. Available at: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7448196/> (accessed: 16.09.2017).
12. Kingman J. F. C. The Single Server Queue in Heavy Traffic. *Mathematical Proc. of the Cambridge Philosophical Society*. Cambridge, Cambridge University Press. 1961, vol. 57, no. 04, pp. 902–904.

Received May, 31, 2017

For citation: Viet Nguyen Duc, Markelov O. A., Bogachev M. I. Aggregated Network Traffic Modeling based on Superstatistical Approach with Account of Long-Term Dependence and Non-Stationary Dynamics Effects. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 5, pp. 47–53. (In Russian)

Viet Nguyen Duc – Dipl.-engineer in radio electronics and telecommunication systems (2010, Hanoi University of Science and Technology), postgraduate student of the Department of Radio Equipment Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of six scientific publications. Area of expertise: telecommunication and infocommunication systems; mathematical modelling queuing systems.
E-mail: ndvietleti@gmail.com

Oleg A. Markelov – Ph.D. in Engineering (2014), associate professor at the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". Author of more than 40 scientific publications. Area of expertise: statistical analysis of the dynamic systems, time series analysis, applied statistics.
E-mail: OAMarkelov@etu.ru

Mikhail I. Bogachev – Ph.D. in Engineering (2006), associate professor (2011), the leading researcher (2014) of the Department of Radio Equipment Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". Author of more than 100 research papers. Area of expertise: structural and dynamical analysis of complex systems with various physical origin; computer simulations of complex systems.
E-mail: mibogachev@etu.ru



УДК 621.38

И. Е. Кононова, В. А. Мошников
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

П. В. Кононов
Санкт-Петербургский горный университет

Моделирование трехмерных пористых иерархических материалов, организованных посредством самосборки наносфер

Рассмотрены возможности применения моделирования для развития двух перспективных направлений современного наноматериаловедения: материалов с иерархией пор, собранных посредством иерархической самосборки, а также иерархических структур из нанопористых элементов. С использованием квазидвумерной проекции трехмерного детерминированного фрактального агрегата Жюльена оценен размер пор в иерархических структурах. Трехмерное моделирование иерархических структур, организованных посредством самосборки наносфер, проведено в среде Autodesk 3ds Max. Проанализированы зависимости пористости, плотности, удельной площади поверхности фрактальных структур от размеров агрегатов (при возникновении новых уровней пор иерархических материалов), а также изменения пористости при замене первичных идентичных сферических частиц на пористые сферы.

Иерархические пористые материалы, иерархическая самосборка наносфер, фрактальные агрегаты, трехмерный детерминированный фрактальный агрегат Жюльена, пористость и плотность фрактала

Развитие современных методов синтеза и диагностики микроструктур [1] привело к переходу от одноуровневых материалов первого поколения (нуль-размерные частицы или сферы; одномерные нити или ленты), обладающих только пространственными характеристиками, к двухуровневым наноматериалам второго поколения (нуль-мерные полые сферы или капсулы; одномерные трубки), имеющим внутреннюю полую структуру, и наноматериалам третьего поколения со сложной многоуровневой внутренней структурой (нуль-мерные пористые сферы [2]–[6], структуры типа "ядро–полая оболочка" [7], [8], многооболочечные и мультячейчатые структуры [9], [10] и одномерные сегментные структуры, структуры типа "нить–трубка", многостенные и многоканальные структуры).

Для создания полых наноструктур в неорганике может быть использован наноразмерный эффект Киркендалла [11]–[13], заключающийся в различной скорости диффузии атомов между двумя соединенными компонентами.

Естественным способом получения иерархических наноструктур [14]–[21] может быть само-

сборка [22], являющаяся процессом образования упорядоченной надмолекулярной структуры или среды, в котором в практически неизменном виде принимают участие только компоненты (элементы) исходной структуры, аддитивно составляющие или "собирающие" (как части целого) результирующую сложную структуру. Как правило, в процесс самосборки вовлечены гидрофобные или гидрофильные взаимодействия, кулоновские и ван-дер-ваальсовы силы, например, в случае взаимодействия наночастиц в коллоидном растворе.

Полезные функции многоуровневых иерархических наноматериалов определяются не только наноразмером, но также и другими уровнями структуры. В настоящей статье рассмотрено создание многоуровневых иерархических материалов посредством самосборки наносфер с многоуровневой внутренней структурой, большой удельной площадью поверхности, низкой плотностью, многофазными гетерогенными границами. Рассмотренные материалы обладают огромным потенциалом в энергетике, защите окружающей среды, биоинженерии,

катализе, сенсорике, создании литиево-ионных аккумуляторов, биомедицине и др.

Формирование материалов с многоуровневой системой пор "фрактального" происхождения может быть проиллюстрировано изображением квазидвумерной проекции трехмерного детерминированного фрактального агрегата Жюльена [23], [24], сконструированного последовательным соединением идентичных сферических частиц (рис. 1). Плотная (непористая) начальная частица (рис. 1, *a*, I) располагается в начале прямоугольной системы координат, а шесть других идентичных частиц (рис. 1, *a*, II–VII) присоединяются к ней.

На первой итерации (рис. 1, *a*) создается начальный ансамбль из семи частиц, при второй итерации (рис. 1, *б*) к шести концам полученного агрегата присоединяются шесть таких же ансамблей, при третьей итерации (рис. 1, *в*) к шести концам вновь сформированного агрегата примыкают шесть точно таких же агрегатов, и т. д.

Такие фракталы в физических системах могут формироваться при кластер-кластерной агрегации в условиях, когда кинетика самосборки кластеров резко замедляется при увеличении массы фрактального агрегата.

После p итераций в агрегате содержится $N_p = 7^p$ первичных частиц, а радиус агрегата определяется как $r = 3^p \alpha$, где α – радиус идентичных сферических частиц (рис. 1, *a*).

Количество частиц в сфере радиуса r определяется как $N_p(r) \leq Ar^D$, где $A = \alpha^{-D}$; D – фрактальная размерность Хаусдорфа–Безиковича [23].

Величина D определяет, каким образом распределяется в пространстве масса сформированного агрегата. Для случая плотно расположенных сфер в трехмерном пространстве справедливым является соотношение $D = 3$. Для плоскости, образуемой плотно уложенными сферами, $D = 2$, а для сфер, выстроенных в одну линию, $D = 1$ [23]–[25]. Приведенные значения D совпадают с определением размерности для сплошных структур.

В настоящей статье размер пор в иерархических структурах оценивается с использованием квазидвумерной проекции трехмерного детерминированного фрактального агрегата Жюльена [24], характеризующегося фрактальной размерностью $D = \ln 7 / \ln 3 = 1.771$ [23].

После первой итерации в агрегате содержится семь идентичных сферических частиц (рис. 1 *a*, I–VII) и шесть пор между ними (рис. 1 *a*, 1–6) в форме

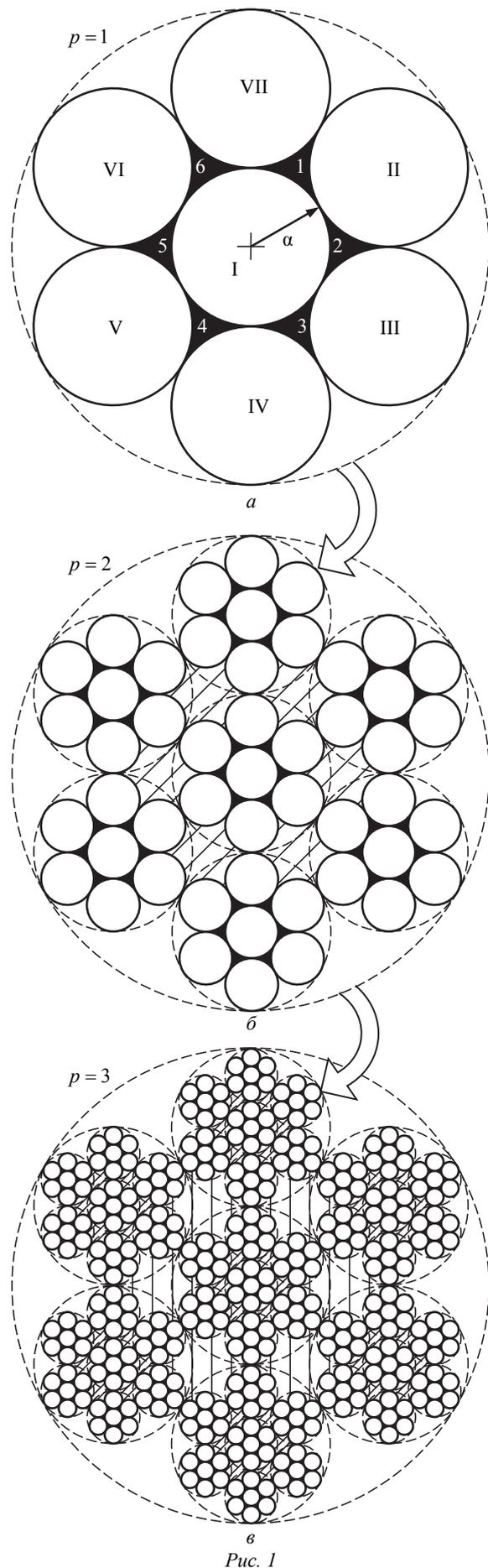
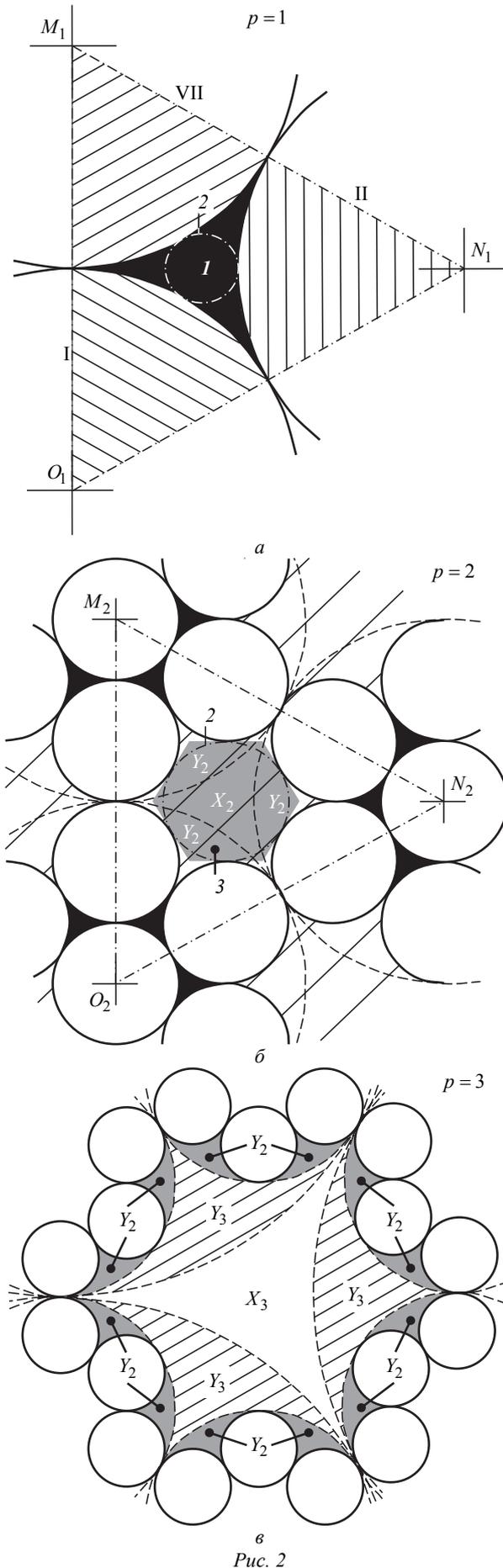


Рис. 1



шести одинаковых криволинейных треугольников, каждый из которых образован тремя дугами окружностей радиуса α . Площадь одной такой поры определим как разность площади равностороннего треугольника $M_1N_1O_1$ (рис. 2, а) со сторонами 2α и вершинами в центрах частиц и площадей трех секторов окружностей радиуса α (заштрихованы на рис. 2, а) (угол сектора равен 60°):

$$S_{п1} = \frac{(2\alpha)^2 \sqrt{3}}{4} - 3\pi\alpha^2 \frac{60}{360} = \frac{\alpha^2 (2\sqrt{3} - \pi)}{2}. \quad (1)$$

Согласно рекомендации IUPAC (The International Union of Pure and Applied Chemistry – Международный союз чистой и прикладной химии) размер пор характеризуется радиусом вписанной в пору окружности [26]. Оценим размер поры после первой итерации как радиус окружности (рис. 2, а, 2), вписанной в криволинейный равносторонний треугольник (рис. 2, а, 1):

$$r_{п1} = \frac{\sqrt{S_{п1}}}{3^{3/4}}.$$

После второй итерации в агрегате имеются $7 \cdot 7 = 49$ сферических частиц и $6 \cdot 7 = 42$ поры, в форме криволинейных равносторонних треугольников, площадь каждого из которых равна площади криволинейного треугольника (рис. 2, а, 1), сформированного после первой итерации (на рис. 1, б выделены черным цветом). Кроме того, после второй итерации между агрегатами, каждый из которых состоит из семи сферических частиц, сформированы шесть пор в форме криволинейного шестиугольника с площадью $S_{п2}$ (на рис. 1, б показаны наклонной штриховкой).

Для определения $S_{п2}$ представим поры, сформированные на второй итерации, состоящими из криволинейного равностороннего треугольника X_2 и трех одинаковых криволинейных равнобедренных треугольников Y_2 (рис. 2, б). Площадь криволинейного треугольника X_2 равна разности площади равностороннего треугольника $M_2N_2O_2$ (рис. 2, б) со стороной 6α и суммы площадей трех 60° -градусных секторов, ограниченных дугами окружностей радиуса 3α :

$$S_{X_2} = \frac{(6\alpha)^2 \sqrt{3}}{4} - 3\pi(3\alpha)^2 \frac{60}{360}.$$

Площадь криволинейного равнобедренного треугольника Y_2 равна $1/6$ разности площади круга

Рис. 2

радиуса 3α , описанного около агрегата, образованного после первой итерации, и суммы площадей семи идентичных сферических частиц радиуса α ($7\alpha^2$) и шести пор агрегата первой итерации (1):

$$S_{Y_2} = \frac{\pi(3\alpha)^2 - 7\pi\alpha^2 - 6S_{\text{п1}}}{6}.$$

Тогда:

$$\begin{aligned} S_{\text{п2}} &= S_{X_2} + 3S_{Y_2} = 9\alpha^2 \frac{2\sqrt{3} - \pi}{2} + 3 \frac{2\pi\alpha^2 - 6S_{\text{п1}}}{6} = \\ &= 9S_{\text{п1}} + \pi\alpha^2 - 3S_{\text{п1}} = \pi\alpha^2 + 6S_{\text{п1}}. \end{aligned}$$

Оценим размер поры после второй итерации радиусом окружности (рис. 2, б, 2), вписанной в правильный шестиугольник поры (рис. 2, б, 3). Учитывая определение этого радиуса:

$$r_{\text{п2}} = (\sqrt{3}/2)a,$$

где a – сторона правильного шестиугольника, и определение площади этого шестиугольника:

$$S_{\text{п2}} = (3\sqrt{3}/2)a^2,$$

имеем

$$r_{\text{п2}} = \frac{1}{3^{1/4}} \frac{\sqrt{2S_{\text{п2}}}}{2}.$$

После третьей итерации появляются поры, (заштрихованы на рис. 1, в вертикальными линиями), каждая из которых состоит из криволинейного равностороннего треугольника X_3 , трех криволинейных равнобедренных треугольников Y_3 и 12 криволинейных равнобедренных треугольников Y_2 (рис. 2, в). Площадь этой поры определяется как

$$\begin{aligned} S_{\text{п3}} &= S_{X_3} + 3S_{Y_3} + 12S_{Y_2} = \\ &= (\sqrt{3}/4)(18\alpha)^2 - (\pi/2)(9\alpha)^2 + \\ &+ 3 \frac{\pi(9\alpha)^2 - 7\pi(3\alpha)^2 - 6S_{\text{п2}}}{6} + 12 \frac{2\pi\alpha^2 - 6S_{\text{п1}}}{6} = \\ &= 81\alpha^2 \frac{2\sqrt{3} - \pi}{2} + 13\pi\alpha^2 - 3S_{\text{п2}} - 12S_{\text{п1}} = \\ &= 81S_{\text{п1}} + 13\pi\alpha^2 - 3S_{\text{п2}} - 12S_{\text{п1}} = \\ &= 13\pi\alpha^2 + 69S_{\text{п1}} - 3S_{\text{п2}}. \end{aligned}$$

Оценим размер пор после третьей итерации радиусом окружности, вписанной в правильный шестиугольник, аналогично тому, как это сделано после второй итерации:

$$r_{\text{п3}} = \frac{1}{3^{1/4}} \frac{\sqrt{2S_{\text{п3}}}}{2}.$$

Площади пор, возникающих после каждой итерации, определяются структурой агрегатов предшествующих итераций.

При $p = 4$

$$\begin{aligned} S_{\text{п4}} &= S_{X_4} + 3 \cdot 4^0 S_{Y_4} + 3 \cdot 4^1 S_{Y_3} + 3 \cdot 4^2 S_{Y_2} = \\ &= 729S_{\text{п1}} + 81\pi\alpha^2 - 3S_{\text{п3}} + 36\pi\alpha^2 - \\ &\quad - 12S_{\text{п2}} + 16\pi\alpha^2 - 48S_{\text{п1}} = \\ &= 133\pi\alpha^2 + 681S_{\text{п1}} - 12S_{\text{п2}} - 3S_{\text{п3}}. \end{aligned}$$

При $p = 5$

$$\begin{aligned} S_{\text{п5}} &= \\ &= S_{X_5} + 3 \cdot 4^0 S_{Y_5} + 3 \cdot 4^1 S_{Y_4} + 3 \cdot 4^2 S_{Y_3} + 3 \cdot 4^3 S_{Y_2} = \\ &= 65\,616S_{\text{п1}} + 729\pi\alpha^2 - 3S_{\text{п4}} + 324\pi\alpha^2 - 12S_{\text{п3}} + \\ &\quad + 144\pi\alpha^2 - 48S_{\text{п2}} + 64\pi\alpha^2 - 192S_{\text{п1}} = \\ &= 1261\pi\alpha^2 + 65\,424S_{\text{п1}} - 48S_{\text{п2}} - 12S_{\text{п3}} - 3S_{\text{п4}}. \end{aligned}$$

При $p = 6$ в формуле для определения площади пор будет 6 слагаемых:

$$S_{\text{п}p} \Big|_{p=6} = \left(S_{X_p} + 3 \cdot 4^0 S_{Y_p} + 3 \cdot 4^1 S_{Y_{p-1}} + \right. \\ \left. + 3 \cdot 4^2 S_{Y_{p-2}} + 3 \cdot 4^3 S_{Y_{p-3}} + 3 \cdot 4^4 S_{Y_{p-4}} \right) \Big|_{p=6},$$

где

$$\begin{aligned} S_{X_p} &= \frac{\sqrt{3}}{4} (2 \cdot 3^{p-1})^2 a^2 - \frac{\pi(3^{p-1})^2}{2} a^2 = \\ &= (3^{p-1})^2 \frac{\alpha^2 (2\sqrt{3} - \pi)}{2} = (3^{p-1})^2 S_{\text{п1}}; \\ S_{Y_p} &= \frac{\pi(3^{p-1})^2 a^2 - 7\pi(3^{p-2})^2 a^2 - 6S_{\text{п}(p-1)}}{6} = \\ &= \frac{\pi a^2}{6} \left[(3^{p-1})^2 - 7(3^{p-2})^2 \right] - S_{\text{п}(p-1)}. \end{aligned}$$

При $p = 7$ в формуле для определения площади пор будет 7 слагаемых, и т. д.

Площади пор для различных итераций приведены в табл. 1.

Таблица 1

p	α, нм			
	1		5	
	S _p , нм ²	r _p , нм	S _p , нм ²	r _p , нм
1	0.16	0.18	4.03	0.88
2	4.11	0.63	102.73	3.14
3	39.64	3.38	991.00	16.91
4	359.42	10.19	8985.42	50.93
5	12 760.29	60.69	319 007.35	303.46

Согласно рекомендации IUPAC [26] выделяют три основных типа пор: микропоры размером менее 2 нм, мезопоры размером 2...50 нм, макропоры размером свыше 50 нм. В основе данной классификации лежат различия основных механизмов сорбционных процессов, происходящих в порах разного размера.

В табл. 1 представлены оценки эквивалентных радиусов пор в иерархических структурах, полученные с использованием квазидвумерной проекции трехмерного детерминированного фрактального агрегата Жюльена.

Значения, приведенные в табл. 1, показывают, что при радиусе первичной сферической частицы 1 нм после первой и второй итераций в агрегате присутствуют микропоры, после третьей и четвертой итерации в агрегате формируются мезопоры. Смешанная система, содержащая микро-, мезо- и макропоры, формируется, начиная с пятого уровня иерархии. При радиусе первичной сферической частицы 5 нм на первом уровне иерархии в структуре присутствуют только микропоры, мезопоры формируются на втором и третьем уровнях, смешанная система, содержащая микро-, мезо- и макропоры, – начиная с четвертого уровня иерархии.

Трехмерное моделирование иерархических структур проведено в среде Autodesk 3ds Max – полнофункциональной профессиональной программной системе для создания и редактирования трехмерной графики и анимации. После четырех итераций сформировался трехмерный детерминированный фрактальный агрегат Жюльена, имеющий фрактальную размерность $D = \ln 13 / \ln 3 = 2.335$.

Начальная сферическая частица располагалась в начале координат, а 12 других частиц – вокруг начальной в симметрии икосаэдра (рис. 3) – правильного выпуклого многогранника с 12 вершинами, каждая из 20 граней которого представляет равносторонний треугольник. На рис. 4 изображены последовательные итерации построения трехмерного фрактального агрегата Жюльена. Количество сфер в агрегате составляет $N_p = 13^p$.

Определим пористость ε трехмерного детерминированного фрактального агрегата Жюльена как объем пор, отнесенный к суммарному объему пористого тела, включающему объемы пор и твердого материала.

Для фрактального агрегата Жюльена пористость после первой итерации определяется следующим образом:

$$\varepsilon_1 = \frac{(4\pi/3)(3\alpha)^3 - 13(4\pi/3)\alpha^3}{(4\pi/3)(3\alpha)^3} = 0.5185.$$

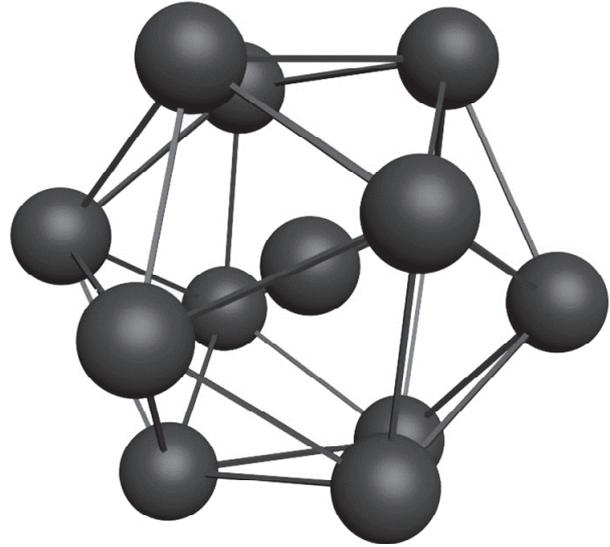


Рис. 3

Отсюда следует, что пористость как характеристика твердых материалов обладает уникальным свойством: пористость упаковки не зависит от размера первичных частиц. Следовательно, при изменении размера частиц пористость их упаковки не меняется.

Пористость на итерации p рассчитывается как

$$\varepsilon_p = \varepsilon_1 + \varepsilon_{p-1}(1 - \varepsilon_1).$$

Если предположить, что каждая сфера имеет единичную массу, плотность $\rho(r)$ фрактального агрегата Жюльена в трехмерном пространстве составляет $\rho(r) = Br^{D-3}$, где $B = 3A/(4\pi)$ [23], [24]. Учитывая ранее введенные определения $A = \alpha^{-D}$, $r = 3^p \alpha$ и значение фрактальной размерности для трехмерного агрегата $D = 2.335$, имеем:

$$\rho(\alpha) = \frac{3}{4\pi} \alpha^{-D} (3^p \alpha)^{D-3} = \frac{3}{4\pi} 3^{p(D-3)} \alpha^{-D} \alpha^{D-3} = \frac{3^{1-0.665p}}{4\pi \alpha^3}. \quad (2)$$

В табл. 2 представлены параметры фрактального трехмерного агрегата Жюльена N_p , ε_p и нормированная плотность ρ/ρ_0 ($\rho_0 = 1/\alpha^3$) в зависимости от номера итерации. Плотность аг-

Таблица 2

p	N_p	ε_p	$(\rho/\rho_0)10^3$
1	13	0.5185	114.981
2	169	0.7682	55.378
3	2197	0.8884	26.672
4	28 561	0.9463	12.846
5	371 293	0.9741	6.187

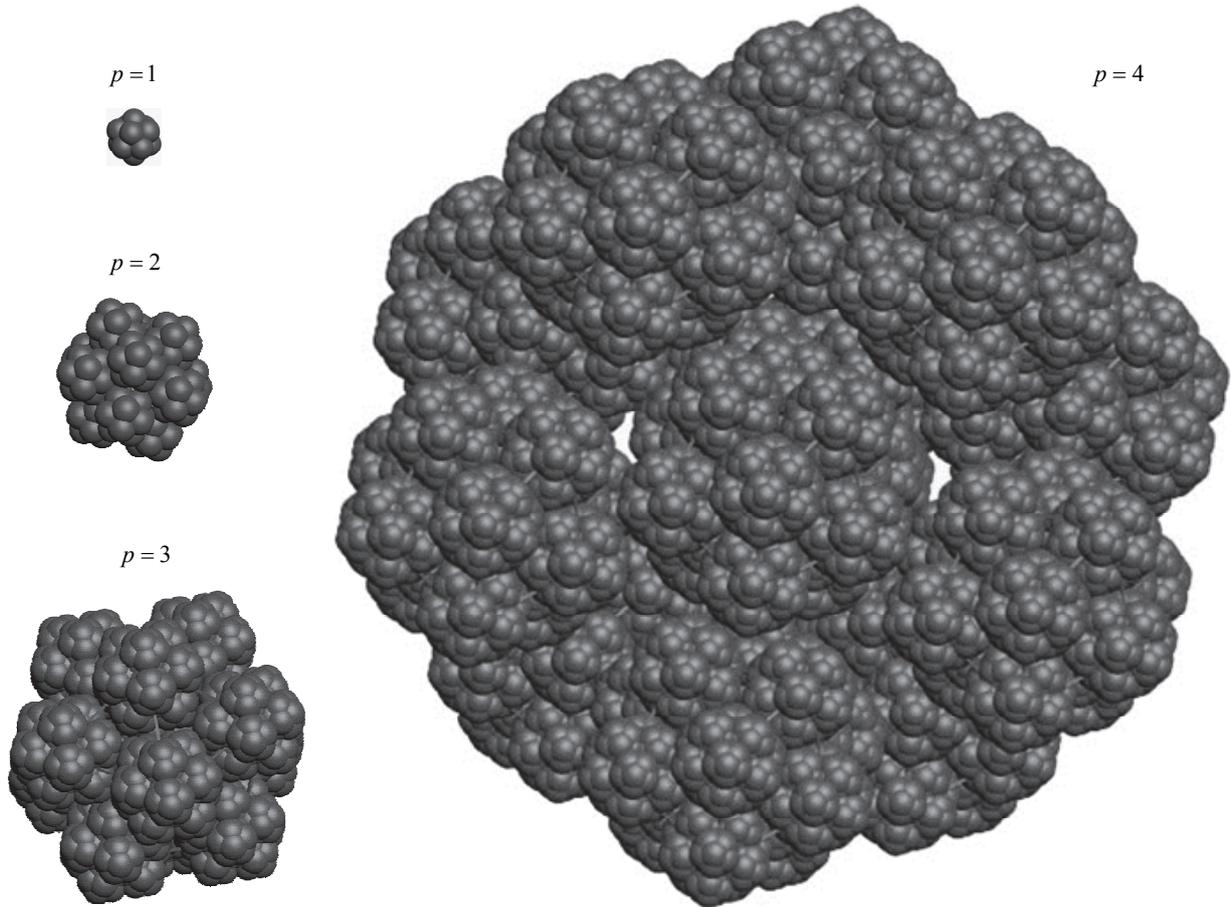


Рис. 4

регата уменьшается при возрастании его размеров (номера итерации), что является одним из основных признаков массового фрактала. Это означает, что с усложнением агрегата возникают пустоты больших размеров. При увеличении радиуса сферических частиц плотность фрактального агрегата Жюльена уменьшается по кубическому закону.

Удельная поверхность твердого тела связана с размером составляющих его частиц обратно пропорциональной зависимостью. Если частицы имеют форму сферы с диаметром d , удельная поверхность единицы массы определяется выражением $S = 6/(\rho d)$.

Тогда с учетом (1) и (2) для удельной поверхности твердого тела, образованного сферами единичной массы, после p -й итерации имеем:

$$S_p = \frac{6}{\rho d_p} = \frac{6}{\frac{3^{1-0.665p}}{4\pi\alpha^3} 2\alpha} = 3^{0.665p} 4\pi\alpha^2.$$

При каждой итерации удельная площадь поверхности фрактала Жюльена возрастает в 2.0763 раза:

$$\frac{S_{p+1}}{S_p} = \frac{3^{0.665(p+1)}}{3^{0.665p}} = 2.0763.$$

Приведенные результаты справедливы для плотных сферических частиц. При построении фрактального агрегата Жюльена, сконструированного последовательным соединением идентичных сферических частиц более сложной структуры, имеющих меньшую плотность (например, пористых сфер (рис. 5) и структуры типа "ядро-пористая оболочка" (рис. 6)), его параметры существенно изменяются. В связи с этим рассмотрено изменение пористости трехмерного фрактального агрегата Жюльена при замене первичных идентичных сферических частиц на пористые.

В табл. 3 представлены значения пористости трехмерного детерминированного фрактального агрегата Жюльена (ϵ'_p), организованного посредством самосборки пористых сфер с различной пористостью ($\epsilon_{сф}$), и изменения этой величины $\Delta\epsilon'_p = (\epsilon'_p - \epsilon_p)$ относительно пористости агрегатов, образованных простыми сферическими частицами с пористостью ϵ_p .

В настоящей статье рассмотрены возможности применения моделирования для развития двух перспективных направлений современного наноматериаловедения: материалов с иерархией пор, собранных посредством иерархической са-



Рис. 5

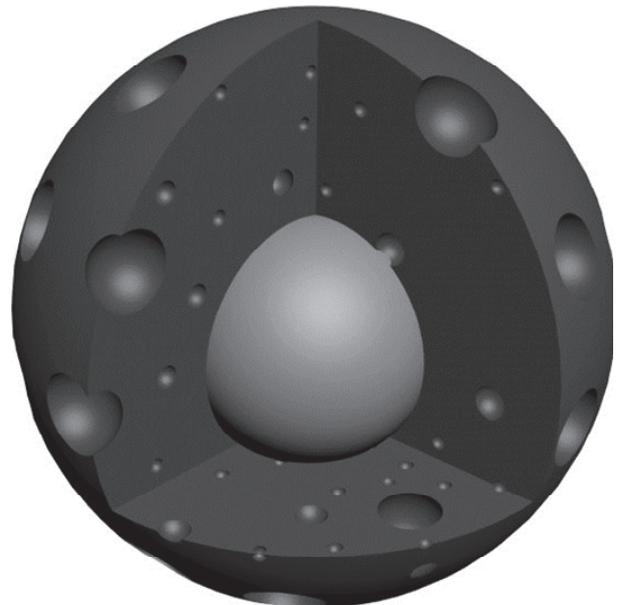


Рис. 6

Таблица 3

p	$\epsilon_{сф}$							
	0.2		0.4		0.6		0.8	
	ϵ'_p	$\Delta\epsilon'_p, \%$	ϵ'_p	$\Delta\epsilon'_p, \%$	ϵ'_p	$\Delta\epsilon'_p, \%$	ϵ'_p	$\Delta\epsilon'_p, \%$
1	0.6148	9.6	0.7111	19.3	0.8074	28.9	0.9037	38.5
2	0.8145	4.6	0.8609	9.3	0.9073	13.9	0.9536	18.5
3	0.9107	2.2	0.9330	4.5	0.9554	6.7	0.9777	8.9
4	0.9570	1.1	0.9678	2.1	0.9785	3.2	0.9893	4.3
5	0.9793	0.5	0.9845	1.0	0.9896	1.6	0.9948	2.1

мосборки, а также иерархических структур из нанопористых элементов (например, полых наносфер или нанообъектов с более сложной многоуровневой внутренней структурой).

Проанализированы зависимости пористости и плотности фрактальных структур от размеров

агрегатов (появления новых уровней пор иерархических материалов), зависимости изменения пористости трехмерного фрактального агрегата Жюльена в случае замены первичных идентичных сферических частиц на пористые сферы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Новые наноматериалы. Синтез. Диагностика. Моделирование: лабораторный практикум / под ред. В. А. Мошниковой, О. А. Александровой. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2015. 248 с.
2. Gelatin-assisted Synthesis of ZnS Hollow Nanospheres: The Microstructure Tuning, Formation Mechanism and Application for Pt-free Photocatalytic Hydrogen Production / Q. Yan, A. Wu, H. Yan, Yu. Dong, Ch. Tian, B. Jiang, H. Fu // CrystEngComm. 2017. Vol. 19. P. 461–468.
3. Nanowire Networks and Hollow Nanospheres of Ag–Au Bimetallic Alloys at Room Temperature / R. Britto Hurtado, M. Cortez-Valadez, H. Arizpe-Chávez, N. S. Flores-Lopez, R. A. B. Alvarez, M. Flores-Acosta // Nanotechnology. 2017. Vol. 28, № 11. P. 115606.
4. Bioactive Mono-Dispersed Nanospheres with Long-Term Antibacterial Effects for Endodontic Sealing / X. Cheng, T. Qu, Ch. Ma, D. Xiang, Q. Yu, X. Liu // J. Mater. Chem. B. 2017. № 6. P. 1195–1204.
5. Zeptonewton Force Sensing with Nanospheres in an Optical Lattice / G. Ranjit, M. Cunningham, K. Casey, A. A. Geraci // Phys. Rev. A. 2016. Vol. 93. P. 053801.

6. Targeted Photothermal Ablation of Murine Melanomas with Melanocyte-Stimulating Hormone Analog-Conjugated Hollow Gold Nanospheres / W. Lu, C. Xiong, G. Zhang, Q. Huang, R. Zhang, JZ. Zhang, C. Li // Clin Cancer Res. 2009. Vol. 15, № 3. P. 876–886.
7. Preparation of Core–Shell Nanospheres of Silica–Silver: SiO₂@Ag / J. C. Flores, V. Torres, M. Popa, D. Crespo, J. M. Calderón-Moreno // J. of Non-Crystalline Solids. 2008. Vol. 354, № 52–54. P. 5435–5439.
8. Core–Shell Superparamagnetic Monodisperse Nanospheres Based on Amino-Functionalized CoFe₂O₄@SiO₂ for Removal of Heavy Metals from Aqueous Solutions / Ch. Ren, X. Ding, H. Fu, W. Li, H. Wu, H. Yang // RSC Adv. 2017. № 7. P. 6911–6921.
9. Self-Assembled Nanospheres with Multiple Endohedral Binding Sites Pre-Organize Catalysts and Substrates for Highly Efficient Reactions // Qi-Q. Wang, S. Gonell, S. H. A. M. Leenders, M. Dürr, I. Ivanović-Burmazović, J. N. H. Reek // Nature Chemistry. 2016. Vol. 8, iss. 3. P. 225–230.

10. Synthesis of Mesoporous Silica Hollow Nanospheres with Multiple Gold Cores and Catalytic Activity / J. Chen, Z. Xue, S. Feng, B. Tu, D. Zhao // J. of Colloid and Interface Science. 2014. Vol. 429, iss. 1. P. 62–67.

11. Mel A.-A. El, Nakamura R., Bittencourt C. The Kirkendall Effect and Nanoscience: Hollow Nanospheres And Nanotubes // Beilstein J. Nanotechnol. 2015. Vol. 6. P. 1348–1361.

12. Size-Dependent Nanoscale Kirkendall Effect During the Oxidation of Nickel Nanoparticles / J. G. Railsback, A. C. Johnston-Peck, Ju. Wang, Jo. B. Tracy // ACS Nano. 2010. Vol. 4, № 4. P. 1913–1920.

13. Tu K. N., Gösele U. Hollow Nanostructures based on The Kirkendall Effect: Design and Stability Considerations // Appl. Phys. Lett. 2016. Vol. 86. P. 093111.

14. Synthesis of Layered Hierarchical Porous SnO₂ For Enhancing Gas Sensing Performance / Y. Wang, X. Wang, G. Yi, Ya. Xu, Zhou L., Wei Y. // J. of Porous Materials. 2016. P. 1–8.

15. Synthesis and characterization of hierarchical porous SnO₂ for enhancing ethanol sensing properties / Zh. Bowen, F. Wuyou, L. Huayang, F. Xinglin, W. Ying, B. Hari, W. Xiaodong, S. Guang, C. Jianliang, Zh. Zhanying // Appl. Surface Science. 2016. Vol. 363. P. 560–565.

16. Hydrothermal Synthesis of Hierarchically Porous Rh-doped ZnO and its High Gas Sensing Performance to Acetone / Z. Chen, Z. Lin, H. Yu, N. Li, M. Xu // J. of Materials Science: Materials in Electronics. 2016. Vol. 27, № 3. P. 2633–2639.

17. Abrashova E. V., Gracheva I. E., Moshnikov V. A. Functional Nanomaterials based on Metal Oxides with Hierarchical Structure // J. of Physics: Conference Series. 2013. Vol. 461, № 1. P. 012019.

18. Nanostructured Materials Obtained under Conditions of Hierarchical Self-Assembly and Modified by Derivative Forms of Fullerenes / I. E. Gracheva, V. A. Moshnikov,

E. V. Maraeva, S. S. Karpova, O. A. Alexandrova, N. I. Alekseyev, V. V. Kuznetsov, G. Olchowik, K. N. Semenov, A. V. Startseva, A. V. Sitnikov, J. M. Olchowik // J. of Non-Crystalline Solids. 2012. Vol. 358. P. 433–439.

19. Hierarchical Nanostructured Semiconductor Porous Materials for Gas Sensors / V. A. Moshnikov, I. E. Gracheva, V. V. Kuznetsov, A. I. Maximov, S. S. Karpova, A. A. Ponomareva // J. of Non-Crystalline Solids. 2010. Vol. 356, № 37–40. P. 2020–2025.

20. Грачева И. Е., Мошников В. А., Абрашова Е. В. Обобщение результатов анализа величины фрактальной размерности золь-гель пористых иерархических структур // Материаловедение. 2013. № 6. С. 13–22.

21. Грачева И. Е., Мошников В. А. Наноматериалы с иерархической структурой пор: учеб. пособие. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2011. 107 с.

22. Self-assembly of Fractal Magnetite-Silica Aggregates in a Static Magnetic Field / I. E. Kononova, K. G. Gareev, V. A. Moshnikov, V. I. Al'myashev // Inorganic Materials. 2014. Vol. 50, № 1. P. 68–74.

23. Основы золь-гель-технологии нанокompозитов / А. И. Максимов, В. А. Мошников, Ю. М. Таиров, О. А. Шилова. СПб.: Элмор, 2007. 254 с.

24. Жюльен Р. Фрактальные агрегаты // Успехи физ. наук. 1989. Т. 157, № 2. С. 339–357.

25. Мандельброт Б. Б. Фрактальная геометрия природы / Институт компьютерных исследований. М., 2002. 656 с.

26. Everett D. H. Manual of Symbols and Terminology for Physicochemical Quantities and Units. Appendix II: Definitions, Terminology and Symbols in Colloid and Surface Chemistry // Pure and Appl. Chem. 1972. Vol. 31, № 4. P. 577–638.

Статья поступила в редакцию 17 апреля 2017 г.

Для цитирования: Кононова И. Е., Мошников В. А., Кононов П. В. Моделирование трехмерных пористых иерархических материалов, организованных посредством самосборки наносфер // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 4. С. 54–63.

Кононова Ирина Евгеньевна – кандидат физико-математических наук (2009), доцент (2013) кафедры микро- и наноэлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – синтез и диагностика наноматериалов.

E-mail: iegrachova@mail.ru

Мошников Вячеслав Алексеевич – доктор физико-математических наук (1997), профессор (1999), зам. заведующего кафедрой микро- и наноэлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 450 научных работ. Сфера научных интересов – нанотехнология и диагностика.

E-mail: vamoshnikov@mail.ru

Кононов Павел Васильевич – кандидат технических наук (2016), ассистент кафедры начертательной геометрии и графики Санкт-Петербургского горного университета. Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – компьютерное моделирование; материаловедение функциональных и конструкционных материалов.

E-mail: kpv710@rambler.ru

I. E. Kononova, V. A. Moshnikov
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
P. V. Kononov
Saint Petersburg Mining University

Modeling of Three-Dimensional Hierarchical Porous Materials Organized by Means of Nanosphere Self-Assembly

Abstract. The article considers possibilities of using modeling for the development of two promising areas of modern nanomaterials, i. e. materials with a hierarchy of pores organized hierarchical self-assembly and hierarchical structures with nanoporous elements. The pore size of hierarchical structures was estimated by means of quasi-two-dimensional projection of three-dimensional deterministic fractal Julien aggregate. Three-dimensional modeling of hierarchical structures organized by means of nanosphere self-assembly was conducted in the Autodesk 3ds Max environment. The article provides analysis of dependences of porosity, density, specific surface area of fractal structures on the size of aggregates (with the appearance of new pore levels of hierarchical materials), dependences of the porosity change in the case of replacement of primary identical spherical particles on porous spheres.

Key words: Hierarchical Porous Materials, Hierarchical Self-Assembly of Nanospheres, Fractal Aggregates, Three-Dimensional Deterministic Fractal Julien Aggregate, Porosity and Fractal Density

REFERENCES

1. *Novye nanomaterialy, sintez, diagnostika. Modelirovanie: Laboratornyi praktikum*; ed. by V. A. Moshnikov, O. A. Alexandrova [New Nanomaterials, Synthesis, Diagnostics. Modeling: Laboratory Practical Work]. SPb, *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2015, 248 p. (In Russian)
2. Yan Q., Wu A., Yan H., Dong Yu., Tian Ch., Jiang B., Fu H. Gelatin-assisted Synthesis of ZnS Hollow Nanospheres: The Microstructure Tuning, Formation Mechanism and Application for Pt-free Photocatalytic Hydrogen Production. *CrystEngComm*. 2017, vol. 19, pp. 461–468.
3. Britto Hurtado R., Cortez-Valadez M., Arizpe-Chávez H., Flores-Lopez N. S., Alvarez R. A. B., Flores-Acosta M. Nanowire Networks and Hollow Nanospheres of Ag–Au Bimetallic Alloys at Room Temperature. *Nanotechnology*. 2017, vol. 28, no. 11, p. 115606.
4. Cheng X., Qu T., Ma Ch., Xiang D., Yu Q., Liu X. Bioactive Mono-Dispersed Nanospheres with Long-Term Antibacterial Effects for Endodontic Sealing. *Journal of Mater. Chem. B*. 2017, no. 6, pp. 1195–1204.
5. Ranjit G., Cunningham M., Casey K., Geraci A. A. Zeptonewton Force Sensing with Nanospheres in an Optical Lattice. *Phys. Rev. A*. 2016, vol. 93, p. 053801.
6. Lu W., Xiong C., Zhang G., Huang Q., Zhang R., Zhang J.Z., Li C. Targeted Photothermal Ablation of Murine Melanomas with Melanocyte-Stimulating Hormone Analog-Conjugated Hollow Gold Nanospheres. *Clin Cancer Res*. 2009, vol. 15, no. 3, pp. 876–886.
7. Flores J. C., Torres V., Popa M., Crespo D., Calderón-Moreno J. M. Preparation of core-shell nanospheres of silica-silver: SiO₂@Ag. *Journal of Non-Crystalline Solids*. 2008, vol. 354, no. 52–54, pp. 5435–5439.
8. Ren Ch., Ding X., Fu H. et al. Core-shell superparamagnetic monodisperse nanospheres based on amino-functionalized CoFe₂O₄@SiO₂ for removal of heavy metals from aqueous solutions. *RSC Adv*. 2017, no. 7, pp. 6911–6921.
9. Wang Qi-Q., Gonell S., Leenders S. H. A. M., Dürr M., Ivanović-Burmazović I., Reek J. N. H. Self-assembled nanospheres with multiple endohedral binding sites pre-organize catalysts and substrates for highly efficient reactions. *Nature Chemistry*. 2016, vol. 8, pp. 225–230.
10. Chen J., Xue Z., Feng S. Synthesis of mesoporous silica hollow nanospheres with multiple gold cores and catalytic activity. *Journal of Colloid and Interface Science*. 2014, vol. 429, pp. 62–67.
11. Mel A.-A. El, Nakamura R., Bittencourt C. The Kirkendall effect and nanoscience: hollow nanospheres and nanotubes. *Beilstein Journal of Nanotechnol.* 2015, vol. 6, pp. 1348–1361.
12. Railsback J. G., Johnston-Peck A. C., Wang Ju., Tracy Jo. B. Size-Dependent Nanoscale Kirkendall Effect During the Oxidation of Nickel Nanoparticles. *ACS Nano*. 2010, vol. 4, no. 4, pp. 1913–1920.
13. Tu K. N., Gösele U. Hollow nanostructures based on the Kirkendall effect: Design and stability considerations. *Appl. Phys. Lett.* 2016, vol. 86, p. 093111.
14. Wang Y., Wang X., Yi G., Xu Ya., Zhou L., Wei Y. Synthesis of layered hierarchical porous SnO₂ for enhancing gas sensing performance. *Journal of Porous Materials*. 2016, pp. 1–8.
15. Bowen Zh., Wuyou F., Huayang L., Xinglin F., Ying W., Hari B., Xiaodong W., Guang S., Jianliang C., Zhanying Zh. Synthesis and characterization of hierarchical porous SnO₂ for enhancing ethanol sensing properties. *Applied Surface Science*. 2016, vol. 363, pp. 560–565.
16. Chen Z., Lin Z., Yu H., Li N., Xu M. Hydrothermal synthesis of hierarchically porous Rh-doped ZnO and its high gas sensing performance to acetone. *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*. 2016, vol. 27, no. 3, pp. 2633–2639.
17. Abrashova E. V., Gracheva I. E., Moshnikov V. A. Functional nanomaterials based on metal oxides with hierarchical structure. *Journal of Physics: Conference Series*. 2013, vol. 461, no. 1, p. 012019.
18. Gracheva I. E., Moshnikov V. A., Maraeva E. V., Karpova S. S., Alexandrova O. A., Alekseyev N. I., Kuznetsov V. V., Olchowik G., Semenov K. N., Startseva A. V., Sitnikov A. V., Olchowik J. M. Nanostructured materials

obtained under conditions of hierarchical self-assembly and modified by derivative forms of fullerenes. *Journal of Non-Crystalline Solids*. 2012, vol. 358, pp. 433–439.

19. Moshnikov V. A., Gracheva I. E., Kuznezov V. V., Maximov A. I., Karpova S. S., Ponomareva A. A. Hierarchical nanostructured semiconductor porous materials for gas sensors. *Journal of Non-Crystalline Solids*. 2010, vol. 356, no. 37–40, pp. 2020–2025.

20. Gracheva I. E., Moshnikov V. A., Abrashova E. V. Generalization of the results of analysis of the fractal dimension of sol-gel porous hierarchical structures. *Materialovedenie* [Materials Science]. 2013, no. 6, pp. 13–22. (In Russian)

21. Gracheva I. E., Moshnikov V. A. *Nanomaterialy s ierarkhicheskoj strukturoj por: ucheb. posobie* [Nanomaterials with a hierarchical pore structure]. SPb, *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2011, 107 p. (In Russian)

Received April, 17, 2017

For citation: Kononova I. E., Moshnikov V. A., Kononov P. V. Modeling of Three-Dimensional Hierarchical Porous Materials Organized by Means of Nanosphere Self-Assembly. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 4, pp. 54–63. (In Russian)

Irina E. Kononova – Ph.D. in Physics and Mathematics (2009), Associate Professor (2010) of the Micro- and Nanoelectronics Department of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: synthesis and diagnostics of nanomaterials.

E-mail: iegrachova@mail.ru

Vyacheslav A. Moshnikov – D.Sc. in Physics and Mathematics (1997), Deputy Head of the Micro- and Nanoelectronics Department of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 450 scientific publications. Area of expertise: nanotechnology and diagnostics.

E-mail: vamoshnikov@mail.ru

Pavel V. Kononov – Ph.D. in Engineering (2016), Assistant of the Department of Descriptive Geometry and Graphics at the Saint Petersburg Mining University. The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: computer simulation, material science of functional and structural materials.

E-mail: kpv710@rambler.ru

В статье М. Ю. Антипова и Г. Н. Цицикяна "Индуктивность прямоугольных контуров" (Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2016. Вып. 6) на с. 19 в формуле (11) допущена опечатка. Следует читать

$$M_2(l, d, h_{22} + h_{11}, h_{22} - h_{11}) = \mu_0 / (2\pi) \left[2(l + d) \ln \frac{l + d + s_l^+}{l + d + s_l^-} + (2l + d) \ln \frac{2l + d + s_{2l}^-}{2l + d + s_{2l}^+} + d \ln \frac{d + s_0^-}{d + s_0^+} + \right. \\ \left. + (h_{22} + h_{11}) \ln \frac{(h_{22} + h_{11} + s_l^+)^2 (2l + d) d}{(l + d)^2 (h_{22} + h_{11} + s_{2l}^+) (h_{22} + h_{11} + s_0^+)} - (h_{22} - h_{11}) \ln \frac{(l + d)^2 (h_{22} - h_{11} + s_{2l}^-) (h_{22} - h_{11} + s_0^-)}{(h_{22} - h_{11} + s_l^-)^2 (2l + d) d} + \right. \\ \left. + 2(s_0^+ - s_0^- + s_{2l}^+ - s_{2l}^-) + 4(s_l^- - s_l^+) \right].$$

Приносим свои извинения авторам статьи.



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

- распечатку рукописи (1 экз.) – твердую копию файла статьи, подписанную всеми авторами;
- электронную копию статьи (CD либо DVD). По предварительному согласованию с редсоветом допустима передача по электронной почте;
- 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 – 3–7 строк, характеризующих содержание статьи.
6. Реферат – текст объемом до 1000 знаков, характеризующий содержание статьи; необходим для размещения статьи в базе данных.
7. Ключевые слова – 3–10 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.

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.

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.

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 до 0.5 с., кратко излагающее постановку задачи, примененные методы ее решения, полученные результаты. Допустимы ссылки на рисунки и таблицы, приведенные в основном тексте.

5. Аннотация (перевод аннотации, указанной перед текстом).

6. 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, подындехсы 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, при наличии – факс. 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