



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. т. 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.

**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., проф.

**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 № 1/2017

### **Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов**

Ястребов А. В. Адаптивный фильтр на основе метода степенных векторов.....	5
Коротков В. Ф., Зырянов Р. С. Алгоритм распознавания типа источника радиоизлучения с использованием радиальных базисных функций.....	12

### **Телевидение и обработка изображений**

Волков В. Ю. Адаптивное выделение мелких объектов на цифровых изображениях.....	17
---	----

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

Костиков Г. А., Терентьева П. В. Антенная решетка с переключаемой диаграммой направленности для мобильных коммуникационных систем.....	29
Григорьев А. Д., Джалилов Б. О. Сравнение методов электрической перестройки антенн для сотовых телефонов.....	35

### **Системы, сети и устройства телекоммуникаций**

Вьет Нгуен Дык, Тамазян А. С. Модель сетевого трафика на основе суперпозиции однородных потоков пользовательских запросов.....	40
--	----

### **Радиолокация и радионавигация**

Богданов Д. В. Практика применения беспроводной синхронизации шкал времени локальной системы позиционирования.....	45
Богданов Д. В., Гайворонский Д. В. Выбор и анализ структуры пользовательского радиointерфейса локальной системы позиционирования.....	49

### **Радиофотоника**

Зарецкая Г. А., Дроздовский А. В., Калиникос Б. А. Метод расчета собственных резонансных частот оптических резонаторов с модами шепчущей галереи.....	56
---	----

### **Электроника СВЧ**

Савелькаев С. В., Ромасько С. В., Литовченко В. А., Заржецкая Н. В. Теоретические основы построения имитатора-анализатора усилителей и автогенераторов СВЧ.....	63
---	----

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

Никифоров С. В., Смирнов Б. И. Модуль прогнозирования осложнений после трансплантации костного мозга у детей с лейкозами.....	74
---	----

Правила для авторов статей.....	80
---------------------------------	----



**IZVESTIYA VYSSHIKH UCHEBNYKH ZAVEDENII ROSSII.**

**RADIOELEKTRONIKA**

**JOURNAL OF THE RUSSIAN UNIVERSITIES.**

**RADIOELECTRONICS**

**1**  
**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.) (Moscow, Russia),  
**Vyacheslav A. Shevtsov**, D. Sc. in Engineering, Prof. (Moscow, Russia),  
**Alexandr V. Solomonov**, D. Sc. (Phys.-Math.), Prof. (St. Petersburg, Russia),  
**Anatoly G. Vostrecov**, 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  
**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 № 1/ 2017

### **Radio Electronic Facilities of Transmitting, Receiving and Processing Of Signals**

<b>Yastrebov A. V.</b> Adaptive Matched Filter Based on Power Vector Method.....	5
<b>Korotkov V. F., Zyryanov R. S.</b> Source Type Recognition Algorithm of Radio Emission using Radial Basis Functions .....	12

### **Television and image processing**

<b>Volkov V. Yu.</b> Adaptive Extraction of Small Objects in Digital Images .....	17
---	----

### **Electrodynamics, microwave engineering, antennas**

<b>Kostikov G. A., Terentyeva P. V.</b> Antenna Array with Switchable Radiation Pattern for Mobile Communications Systems.....	29
<b>Grigoriev A. D., Djalilov B.</b> Comparison of Antennas Electrical Tuning Methods for Mobile Applications.....	35

### **Telecommunication systems, networks and devices**

<b>Viet Nguyen Duc, Tamazian A. S.</b> Network Traffic Model Based on Superposition of Single User Requests Flows.....	40
---	----

### **Radiolocation and radio navigation**

<b>Bogdanov D. V.</b> Practice in Application of Wireless Time Scales Synchronization of the Local Positioning System .....	45
<b>Bogdanov D. V., Gayvoronsky D. V.</b> Selection and Analysis of Interface User Structure of the Local Positioning System.....	49

### **Radio-photonic technology**

<b>Zaretskaya G. A., Drozdovskii A. V., Kalinikos B. A.</b> Calculation of the Resonant Frequencies for a Whispering Gallery Mode Optical Resonator .....	56
--	----

### **Microwave electronics**

<b>Savelkaev S. V., Romasko S. V., Litovchenko V. A., Zarzhetskaya N. V.</b> Theoretical basis of simulator-analyzer building-up for microwave amplifiers and oscillators .....	63
--	----

### **Medical devices, environment, substances, material and product control equipment**

<b>Nikiforov S. V., Smirnov B. I.</b> The Module for Predicting Complications after Bone Marrow Transplantation in Children with Leukemia.....	74
---	----

<b>Author's Guide</b> .....	80
-----------------------------	----



УДК 621.396.96

А. В. Ястребов

Нижегородский государственный технический  
университет им. Р. Е. Алексеева

## Адаптивный фильтр на основе метода степенных векторов<sup>1</sup>

*Рассмотрен адаптивный трансверсальный фильтр, обеспечивающий максимальное выходное отношение мощности полезного сигнала к суммарной мощности собственных шумов и внешних помех, аддитивно поступающих на его вход. Предложен алгоритм адаптивной обработки входного процесса в базисе степенных векторов; получены регуляризованные оценки весовых векторов по ограниченному числу выборок входного процесса, которое может быть как больше, так и меньше числа отводов фильтра (случай короткой выборки). Приведены результаты моделирования адаптивной обработки, показывающие высокую эффективность предложенного алгоритма.*

### **Адаптивный фильтр, степенной базис, процедура ортогонализации, потери отношения мощности сигнала к суммарной мощности шумов и помех**

Основные идеи оптимальной фильтрации были сформулированы в результате оптимизации функционирования радиолокационных систем импульсного типа [1]. Оптимальная фильтрация подразумевает вычисление в реальном масштабе времени корреляционного интеграла (операции свертки). Известно, что операцию свертки выполняет такое физически реализуемое устройство, как трансверсальный фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр) [1]. Если на входе оптимального фильтра действуют помехи и полезный сигнал, то на выходе будет получено максимальное отношение мощности сигнала к суммарной мощности шумов и помех (ОСШП). Это свойство оптимального фильтра широко применяется для обнаружения сигналов на фоне помех не только в радиолокации, но и, например, в системах связи, использующих в качестве полезных сигналов шумоподобные широкополосные сигналы.

При приеме широкополосных сигналов возникает проблема, связанная с тем, что в частотную полосу приемника кроме полезного сигнала, занимающего обычно большую часть этой полосы, попадают аддитивные помехи различного происхождения, например, создаваемые другими системами передачи информации. Интенсивность

аддитивных помех, частично перекрывающих частотный диапазон полезного сигнала, может быть намного выше интенсивности последнего. При этом помеховая обстановка может изменяться во времени из-за появления или исчезновения тех или иных источников помех. В связи с этим возникает необходимость адаптивной обработки входного процесса, заключающейся в нахождении вектора весовых коэффициентов трансверсального фильтра, обеспечивающего максимальное отношение мощности полезного сигнала к суммарной мощности собственных шумов и внешних помех (ОСШП) на выходе.

Для формирования весового вектора адаптивной антенной решеткой (ААР) применительно к узкополосным сигналам и помехам предложен и исследован метод степенных векторов [2]–[3]. Подавление аддитивных помех возможно благодаря информации о взаимных корреляциях комплексных огибающих входных процессов в различных приемных каналах ААР, содержащейся в корреляционной матрице (КМ) помех. При воздействии на ААР точечного источника помехи, расположенного под неким углом к ее нормали, различие комплексных огибающих в приемных каналах будет заключаться в фазовом множителе,

<sup>1</sup> Работа поддержана грантом (соглашение между Минобрнауки Российской Федерации и ННГУ от 27 августа 2013 г. № 02.В.49.21.0003).

обусловленном различным пространственным расположением приемных антенн, и, следовательно, различным временем распространения сигнала от источника до каждой приемной антенны.

Можно провести аналогию между ААР и рассматриваемым адаптивным трансверсальным фильтром (АТФ): роль приемных элементов в фильтре играют отводы используемой линии задержки (ЛЗ), а сдвиг по фазе комплексной огибающей сигналов в этих отводах обусловлен наличием ЛЗ в структуре фильтра. При этом аналогом точечного источника помехи, воздействующего на ААР, будет являться однотональная помеха на входе АТФ, а аналогом распределенного в пространстве источника помехи, занимающего некую область углов, – широкополосная помеха на входе АТФ. Следовательно, используя информацию о взаимных корреляциях комплексных огибающих процессов в отводах АТФ и предложенные в работах [4]–[6] методы обработки этой информации, можно найти искомым весовой вектор АТФ в виде разложения в базисе степенных векторов.

Весовой вектор  $\mathbf{W}$  АТФ будем искать из уравнения [7]

$$M\mathbf{W} = \mathbf{S}, \quad (1)$$

где  $M$  – КМ комплексных огибающих входного процесса во всех отводах АТФ;  $\mathbf{S}$  – вектор коэффициентов импульсной характеристики неадаптивного согласованного с полезным сигналом фильтра.

Помеха на выходе АТФ получается в результате весового суммирования задержанной входной помехи в  $N$  отводах АТФ:

$$y = \mathbf{W}^T \mathbf{X},$$

где  $\mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$  – вектор комплексных амплитуд помехи;  $\mathbf{W} = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T$  – вектор весовых коэффициентов; "Т" – символ транспонирования.

При адаптивной обработке вместо точного вектора  $\mathbf{W}$  используется вектор  $\hat{\mathbf{W}}$ , полученный на основе максимально правдоподобной оценки  $\hat{M}$  КМ  $M$  по  $L$  временным выборкам случайных комплексных амплитуд входного процесса

$$\mathbf{X}(l) = [x_1(l), x_2(l), \dots, x_n(l), \dots, x_N(l)]^T,$$

где  $x_n(l) = x_{n-1}(l+1)$ ,  $l = \overline{1, L}$  [7]:

$$\hat{M} = (1/L) \mathbf{X}(l) \mathbf{X}^H(l), \quad (2)$$

причем "H" – символ эрмитова сопряжения.

Затем в соответствии с (1) находится весовой вектор  $\hat{\mathbf{W}} = \hat{M}^{-1} \mathbf{S}$ . Однако такую оценку весового вектора нельзя рекомендовать для практического использования по следующим причинам. Во-первых, КМ (2) при числе выборок  $L \approx N$  является плохообусловленной, а в важном случае короткой выборки входного процесса, когда число выборок меньше числа отводов фильтра ( $L < N$ ), матрица  $\hat{M}$  становится вырожденной. Вторая проблема связана с тем, что вычислительная сложность процедуры обращения КМ пропорциональна кубу от ее размера ( $\sim N^3$ ) и, следовательно, резко возрастает с ростом числа  $N$  отводов фильтра.

Задачи, связанные с обращением плохообусловленных матриц, относятся к классу некорректных задач [8] и для их решения следует использовать методы регуляризации [9]. Подобные проблемы характерны для ААР. Для таких систем предложен ряд методов регуляризации весового вектора. В частности, представляют интерес регуляризованные методы обработки сигналов, основанные на представлении весового вектора в виде конечного разложения по степенным векторам [5], [6]. Учитывая схожесть принципов пространственной обработки сигналов в ААР и временной обработки в АТФ, представляет интерес исследование эффективности обработки, основанной на представлении весового вектора АТФ в виде конечного разложения по степенным векторам. Такому исследованию посвящена настоящая статья.

**Разложение весового вектора АТФ по степенным векторам.** Рассмотрим АТФ, состоящий из ЛЗ с  $N$  отводами (рис. 1, а), на каждом из которых имеется регулируемый комплексный весовой коэффициент  $w_n^*$ ,  $n = \overline{1, N}$ .

Найдем решение (1) с помощью метода степенных векторов. Вектор-фазор  $j$ -й однотональной помехи с частотой  $f_j$  запишем в виде

$$\Phi_j = \exp[i(2\pi f_j \mathbf{D} + \varphi_j)],$$

где  $\mathbf{D} = \tau[0, 1, \dots, N-1]^T$  – вектор задержек в отводах фильтра;  $\varphi_j$  – случайная начальная фаза.

Учитывая статистическую независимость отдельных источников помех, для КМ  $M$  получим

$$M = \langle \mathbf{X} \mathbf{X}^H \rangle = \sigma_0^2 I + \sum_{j=1}^J \sigma_j^2 \Phi_j \Phi_j^H, \quad (3)$$

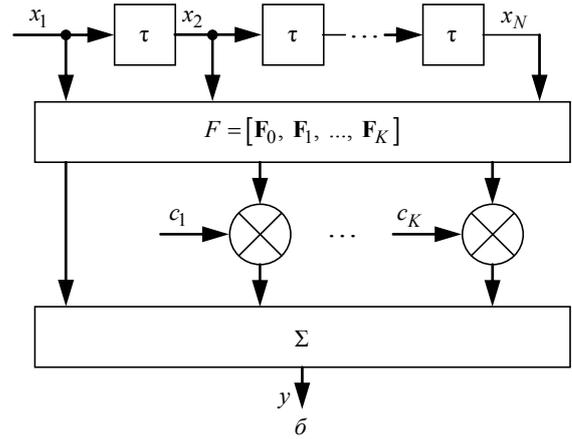
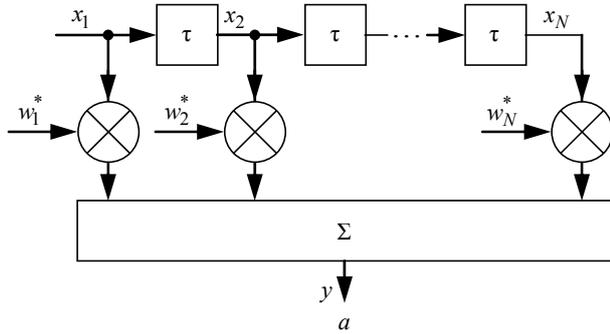


Рис. 1

где  $\sigma_0^2$  – мощность собственного шума в отводах фильтра;  $I$  – единичная матрица;  $\sigma_j^2$  – мощность  $j$ -й помехи;  $J$  – число источников помех;  $\langle \cdot \rangle$  – символ статистического усреднения; "H" – символ эрмитова сопряжения.

Оптимальный весовой вектор принадлежит подпространству размерности  $J+1$ , образованному векторами  $\mathbf{S}$  и  $\mathbf{F}_j$ ,  $j = \overline{1, J}$  [4]. В этом подпространстве можно ввести другую базисную систему векторов, например систему степенных векторов  $\mathbf{S}$ ,  $M\mathbf{S}$ ,  $M^2\mathbf{S}$ , ...,  $M^K\mathbf{S}$  с числом линейно независимых векторов, меньшим либо равным числу действующих однотоновых помех  $K \leq J$  без учета вектора-фазора полезного сигнала [10].

Степенные векторы образуют неортогональный базис, что усложняет дальнейшие преобразования. Поэтому перейдем к ортонормированной системе векторов  $\mathbf{F}_0$ ,  $\mathbf{F}_1$ ,  $\mathbf{F}_2$ , ...,  $\mathbf{F}_K$ . Ортогонализация и нормировка степенных векторов начинаются с вектора  $\mathbf{S}$  и выполняются с помощью известной процедуры [10]:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{G}}_0 = \mathbf{S}; \\ \hat{\mathbf{G}}_1 = M\mathbf{F}_0 - \alpha_0\mathbf{F}_0; \\ \hat{\mathbf{G}}_2 = M\mathbf{F}_1 - \alpha_1\mathbf{F}_1 - \beta_0\mathbf{F}_0; \\ \dots; \\ \hat{\mathbf{G}}_K = M\mathbf{F}_{K-1} - \alpha_{K-1}\mathbf{F}_{K-1} - \beta_{K-2}\mathbf{F}_{K-2}, \end{cases} \quad (4)$$

где

$$\alpha_{k-1} = (\mathbf{F}_{k-1}^H M \mathbf{F}_{k-1}), \quad k = \overline{1, K};$$

$$\beta_{k-2} = (\mathbf{F}_{k-1}^H M \mathbf{F}_{k-2}), \quad k = \overline{2, K}; \quad \mathbf{F}_k = \hat{\mathbf{G}}_k |\hat{\mathbf{G}}_k|^{-0.5}.$$

Представим весовой вектор в виде разложения по ортонормированным векторам  $\mathbf{F}_0$ ,  $\mathbf{F}_1$ ,  $\mathbf{F}_2$ , ...,  $\mathbf{F}_K$ :

$$\mathbf{W} = \mathbf{F}_0 + c_1\mathbf{F}_1 + c_2\mathbf{F}_2 + \dots + c_K\mathbf{F}_K = \mathbf{F}_0 + \mathbf{F}\mathbf{C}, \quad (5)$$

где  $\mathbf{F} = [\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, \dots, \mathbf{F}_K]$  – матрица, составленная из ортонормированных векторов;  $\mathbf{C} = [c_1, c_2, \dots, c_K]$  – вектор коэффициентов разложения. Вектор  $\mathbf{F}_0$  формирует основной канал фильтра, согласованный с полезным сигналом, а векторы  $\mathbf{F}_1$ ,  $\mathbf{F}_2$ , ...,  $\mathbf{F}_K$  – дополнительные каналы, необходимые для подавления помех. Структурная схема АТФ, основанная на разложении (5), представлена на рис. 1, б.

Чтобы найти вектор  $\mathbf{C}$ , подставим (5) в (1) и умножим слева на матрицу  $\mathbf{F}^H$ . Учтем, что вследствие ортогональности векторов  $\mathbf{F}^H\mathbf{S} = 0$ . В результате получим систему из  $K$  уравнений для вектора  $\mathbf{C}$ :

$$\mathbf{F}^H M \mathbf{F} \mathbf{C} = -\mathbf{F}^H M \mathbf{F}_0.$$

Процедура ортогонализации степенных векторов [4] обладает важными свойствами: каждый ортогональный вектор, начиная с  $\mathbf{F}_2$ , формируется с использованием только двух предыдущих векторов, а коэффициенты разложения  $\alpha_k$ ,  $\beta_k$  – действительные числа. Благодаря этому матрица  $\mathbf{F}^H M \mathbf{F}$  является действительной, симметричной и трехдиагональной. Элементы главной диагонали равны  $\alpha_k$  ( $k = \overline{0, K-1}$ ), а элементы двух побочных диагоналей одинаковы и равны  $\beta_k$  ( $k = \overline{0, K-2}$ ). Кроме того, вектор  $\mathbf{F}^H M \mathbf{F}_0$  имеет только первый ненулевой элемент, равный действительному числу  $\beta_0 = (\mathbf{F}_0^H M \mathbf{F}_1)$ . Такие свойства матрицы  $\mathbf{F}^H M \mathbf{F}$  и вектора  $\mathbf{F}^H M \mathbf{F}_0$  позволили получить точное аналитическое решение для коэффициентов разложения  $c_1, c_2, \dots, c_K$ . [4].

Эффективность работы АТФ определяется значением ОСШП. Оценку ОСШП на выходе АТФ при известной КМ помех можно найти с помощью формулы [7]

$$\eta(\mathbf{W}) = \frac{|\mathbf{W}^H \mathbf{S}|^2}{\mathbf{W}^H M \mathbf{W}}. \quad (6)$$

Выражение (6) для метода степенных векторов с учетом (5) и того, что  $F^H \mathbf{S} = 0$ , преобразуем к виду [4]

$$\begin{aligned} \eta_{\text{ст}}(\mathbf{W}) &= \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S} + \mathbf{C}^H F^H \mathbf{S}|^2}{(\mathbf{F}_0 + F\mathbf{C})^H M (\mathbf{F}_0 + F\mathbf{C})} = \\ &= \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S} + \mathbf{C}^H F^H \mathbf{S}|^2}{\mathbf{F}_0^H M \mathbf{F}_0 + \mathbf{F}_0^H M F \mathbf{C}} = \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S}|^2}{\delta}, \end{aligned} \quad (7)$$

где

$$\delta = \alpha_0 - \frac{\beta_0^2}{\alpha_1 - \frac{\beta_1^2}{\dots \frac{\beta_{K-2}^2}{\alpha_{K-1}}}}$$

Тогда потери  $B$  в ОСШП на выходе АТФ составят:

$$B = 10 \lg \frac{\eta(\mathbf{W}_{\text{opt}})}{\eta_{\text{ст}}(\bar{\mathbf{W}})},$$

где  $\mathbf{W}_{\text{opt}}$  – весовой вектор, являющийся решением системы уравнений (1) при точно известной КМ помех (3);  $\bar{\mathbf{W}}$  – весовой вектор, полученный методом разложения по степенным векторам (5) при выборочной КМ помех (2).

**Регуляризация весового вектора.** Формальное применение процесса ортогонализации [10] при использовании выборочной КМ (2) приводит к образованию ортонормированной системы векторов с максимальным размером  $N$ , равным числу отводов рассматриваемого фильтра. Это снижает эффективность подавления помехи и увеличивает вычислительную сложность.

Из (7) видно, что с увеличением числа базисных векторов оценка ОСШП может неограниченно возрастать, поскольку знаменатель уменьшается, а числитель имеет фиксированное значение. Очевидно, что такая оценка ОСШП не соответствует физическим условиям задачи. Для устранения указанного эффекта необходимо выполнять

регуляризацию решения, ограничивая число базисных векторов. Для регуляризации решения математической задачи обычно рекомендуется использовать имеющуюся априорную информацию, исходя из физического содержания задачи [9]. В рассматриваемом случае учтем априорную информацию о том, что в каждом отводе фильтра имеется собственный шум мощностью  $\sigma_n^2$ .

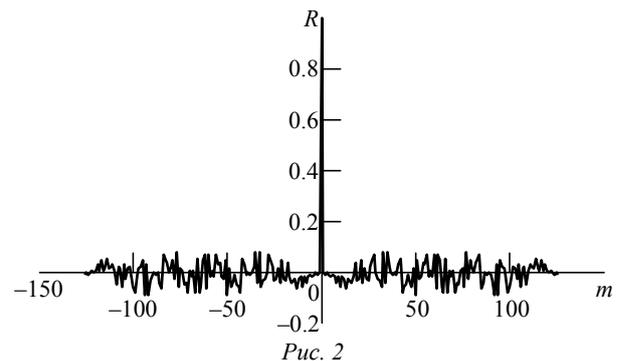
Из структурной схемы рассматриваемого фильтра (см. рис. 1, б) следует, что каждый  $k$ -й дополнительный канал не только обеспечивает уменьшение мощности внешних помех  $P(k)$  на величину  $\Delta P(k) = P(k-1) - P(k)$ , но и увеличивает мощность выходных собственных шумов на величину  $\sigma_n^2 |c_k \mathbf{F}_k|^2 = \sigma_n^2 c_k^2$ . С ростом числа каналов вначале преобладает эффект подавления внешних помех, а затем – эффект добавления собственного шума. Поэтому процесс ортогонализации следует останавливать при таком значении  $k$ , с которого начинает выполняться условие  $\Delta P(k) < \sigma_0^2 c_k^2$ , причем базисный вектор  $\mathbf{F}_k$  не следует включать в разложение (4).

Таким образом, регуляризованную оценку ОСШП на выходе фильтра можно представить в виде

$$\eta_r = \frac{|\mathbf{F}_0^H \mathbf{S}|^2}{\delta + \sigma_0^2 \left( 1 + \sum_{k=1}^K c_k^2 \right)}. \quad (8)$$

**Результаты моделирования.** При моделировании в качестве полезного сигнала была использована М-последовательность длиной 127 с генерирующим полиномом  $g_6 + g_5 + g_2 + 1$ . Нормированная автокорреляционная функция  $R(m)$  данной последовательности представлена на рис. 2 ( $m$  – временная задержка, выраженная в отсчетах).

Так как адаптивный фильтр должен быть согласован с полезным сигналом при отсутствии помех,



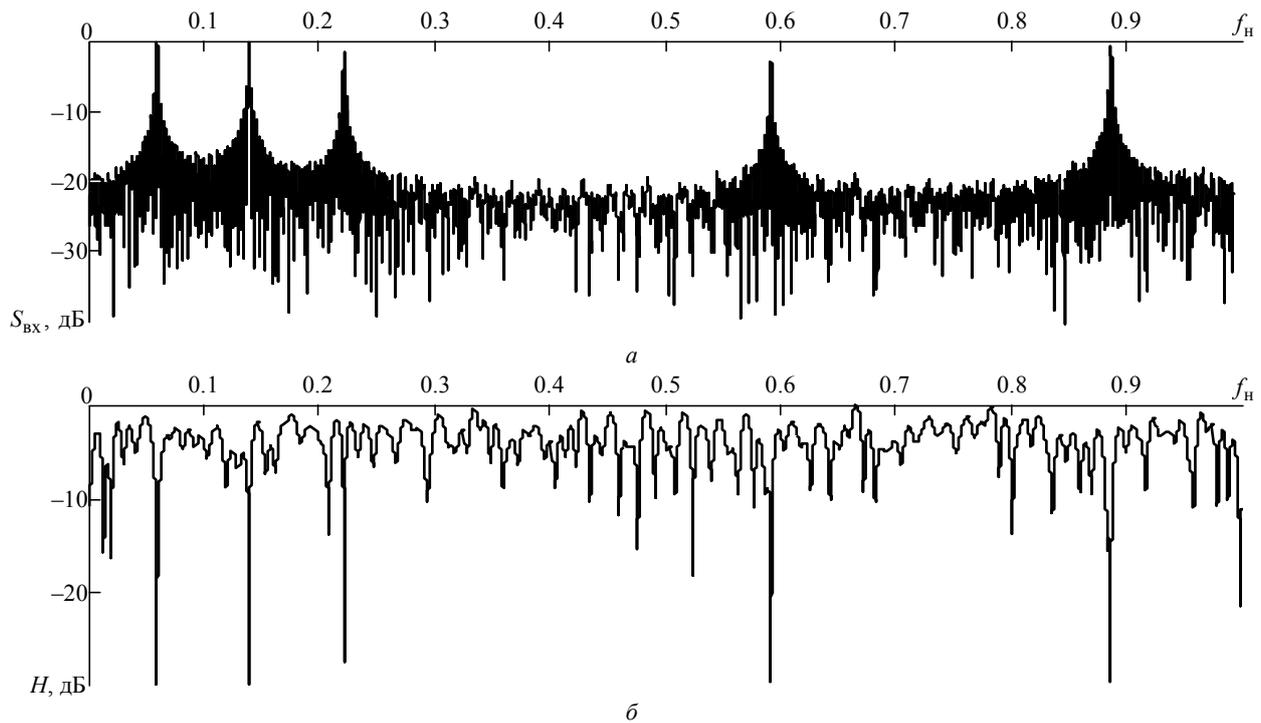


Рис. 3

число отводов моделируемого фильтра должно быть равно длине  $M$ -последовательности, т. е.  $N = 127$ .

Рассмотрим сначала случай узкополосных входных помех, которые при моделировании представляли собой гармонические колебания со случайными начальными фазами и частотами, равномерно распределенными в диапазонах  $[0, 2\pi]$  и  $[0, 1]f_n$  соответственно ( $f_n$  – частота, нормированная на частоту дискретизации  $M$ -последовательности). Мощности помех принимались случайными из диапазона  $[10, 100]\sigma_n^2/J$ .

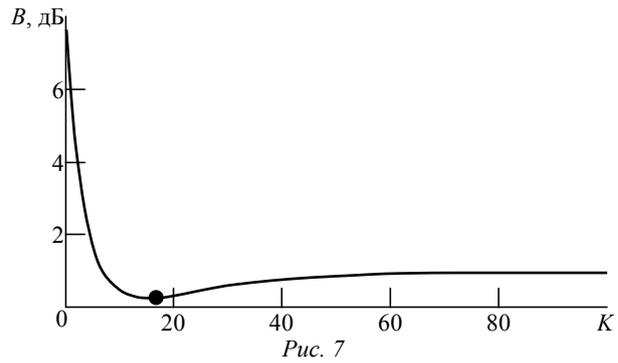
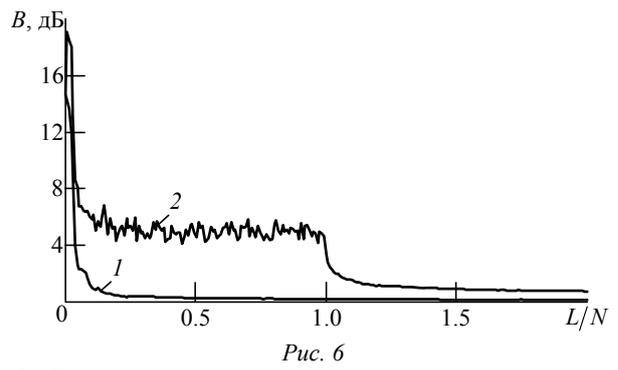
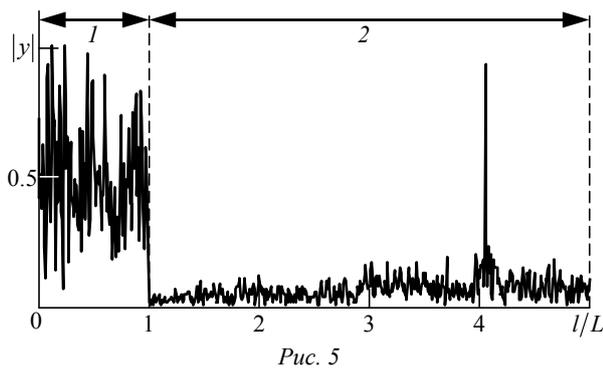
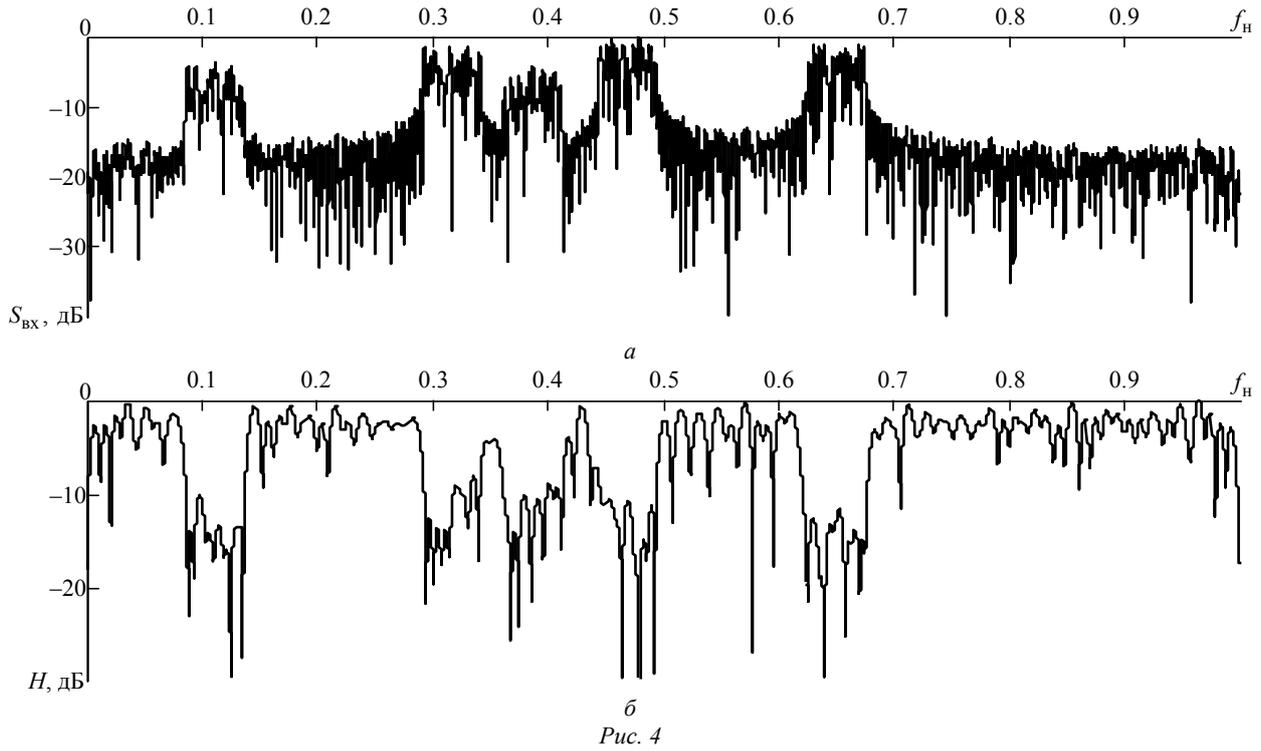
На рис. 3, *a* показан амплитудный спектр одной реализации входного процесса при пяти помехах с  $\sigma_n^2 = 1$ , на рис. 3, *б* – АЧХ фильтра, весовой вектор которого найден описанным алгоритмом разложения в базисе степенных векторов при длине обучающей выборки  $L = N = 127$ . Из рис. 3, *б* видно, что в АЧХ фильтра формируются глубокие провалы на тех частотах, на которых располагаются входные помехи.

Рассмотрим теперь случай широкополосных помех. Каждая широкополосная помеха имитировалась как набор из 100 гармоник, расположенных эквидистантно ( $\Pi$ -образная помеха). Центральная частота  $f_i$  каждой из  $J$  помех имела равномерное случайное распределение во всей полосе частот, ширина каждой помехи составляла 0.05 от полосы приемника.

Особый интерес представляет АЧХ адаптивного фильтра. На рис. 4, *a* представлен амплитудный спектр одной случайной реализации  $J = 5$  широкополосных помех, а на рис. 4, *б* – модуль АЧХ адаптивного фильтра, коэффициенты которого получены также регуляризованным методом разложения весового вектора в степенном базисе (длина выборки  $L = N = 127$ ). Мощность помех принималась случайной из диапазона  $[10, 100]\sigma_n^2/J$ .

Пусть в начальный момент времени весовой вектор фильтра  $\mathbf{W}^T = \mathbf{S} \cdot |\mathbf{S}|^{-0.5}$ , что соответствует весовому вектору неадаптивного согласованного фильтра. Абсолютное нормированное значение выходного сигнала в таком состоянии фильтра показано на рис. 5 в области 1. Весовой вектор сохраняет свое начальное значение в течение всей процедуры адаптации, а по истечении  $L = 127$  выборок обновляется в соответствии с (5). Выходной сигнал фильтра после процедуры адаптации показан на рис. 5 в области 2, в которой присутствует сжатый полезный сигнал. Из рис. 5 можно видеть, что применение адаптивного фильтра позволяет выделить полезный широкополосный сигнал из смеси произвольных широкополосных помех.

Качество и эффективность предложенного метода оценивались по зависимости потерь в ОСШП от отношения  $L/N$ . Потери в ОСШП вычислялись как отношение оптимального ОСШП



$$\eta_{opt} = (\mathbf{W}_{opt}^H \mathbf{S}_1)^2 / (\mathbf{W}_{opt}^H M \mathbf{W}_{opt})$$

к регуляризованному ОСШП (8). Оптимальный весовой вектор определялся как  $\mathbf{W}_{opt} = M^{-1} \mathbf{S}_1$ , где  $\mathbf{S}_1$  – использованная  $M$ -последовательность в обратном порядке, т. е. сигнал, согласованный с  $M$ -последовательностью. При имитационном моделировании также исследована зависимость потерь в ОСШП предложенного метода от числа образованных степенных векторов. Результаты моделирования усреднялись по 1000 реализациям. Число широкополосных помех  $J = 5$ .

На рис. 6 кривая 1 представляет потери в ОСШП для предложенного метода степенных векторов, кривая 2 – при прямом обращении матрицы. При одинаковом числе обучающих выборок  $L$  предложенный метод имеет меньшие потери в

ОСШП по сравнению с методом непосредственного обращения КМ помех.

Потери в ОСШП в зависимости от числа  $K$  использованных степенных векторов (длина выборки входного процесса  $L = N = 127$ ) при пяти широкополосных помехах на входе фильтра приведены на рис. 7. Маркером отмечена точка минимальных потерь, достигаемая при  $K = 17$ .

В настоящей статье получено точное аналитическое решение для весового вектора адаптивного фильтра в базисе степенных векторов. Данный фильтр позволяет максимизировать выходное ОСШП при воздействии на его вход широкополосного полезного сигнала и нескольких широкополосных помех, занимающих часть полосы приема. Предложенный алгоритм эффективно работает при ограниченном объеме информации о помехе, в частности при числе выборок, совпадающем или меньшем числа отводов фильтра (случай короткой выборки).

кополосных помех, занимающих часть полосы приема. Предложенный алгоритм эффективно работает при ограниченном объеме информации о помехе, в частности при числе выборок, совпадающем или меньшем числа отводов фильтра (случай короткой выборки).

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: справ. / под ред. Я. Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.
2. Ермолаев В. Т., Краснов Б. А., Флакман А. Г. О синтезе оптимального весового распределения в адаптивных антенных решетках // Изв. вузов. Радиофизика. 1983. Т. 26, № 7. С. 874–880.
3. Ermolayev V. T., Flaksman A. G. Signal processing in adaptive arrays using power basis // Int. J. of Electronics. 1993. Vol. 75, iss. 4. P. 753–765.
4. Ермолаев В. Т., Флакман А. Г., Сорокин И. С. Регуляризованная оценка весового вектора адаптивной антенной решетки // Изв. вузов. Радиофизика. 2012. Т. 55, № 9. С. 641–650.
5. Регуляризация весового вектора адаптивной антенной решетки путем ограничения числа базисных векторов / В. Т. Ермолаев, В. Ю. Семенов, И. С. Сорокин,

- А. Г. Флакман, А. В. Ястребов // Изв. вузов. Радиофизика. 2015. Т. 58, № 3. С. 235–243.
6. Эффективность подавления широкополосной помехи в автокомпенсаторе на основе метода степенных векторов / В. Т. Ермолаев, В. Ю. Семенов, И. С. Сорокин, А. Г. Флакман, А. В. Ястребов // 9-я Всерос. науч. конф. "Радиолокация и радиосвязь", М., 23–25 нояб. 2015 г. / ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН. М., 2015. С. 100–105.
7. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов / пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
8. Тихонов А. И., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1979. 288 с.
9. Абрамович Ю. И. Регуляризованный метод адаптивной оптимизации фильтров по критерию максимума отношения сигнал/помеха // Радиотехника и электроника. 1981. Т. 26, № 3. С. 543–551.
10. Воеводин В. В. Линейная алгебра. М.: Наука, 1980. 400 с.

Статья поступила в редакцию 18 ноября 2016 г.

**Для цитирования:** Ястребов А. В. Адаптивный фильтр на основе метода степенных векторов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 1. С. 5–11.

**Ястребов Андрей Викторович** – магистр техники и технологии по направлению "Радиотехника" (2012), аспирант кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Сфера научных интересов: радиолокация, адаптивные антенные решетки, цифровая обработка сигналов.  
E-mail: a.v.yastrebov@mail.ru

A. V. Yastrebov  
Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev

## Adaptive Matched Filter Based on Power Vector Method

**Abstract.** An adaptive transversal filter capable of suppressing broadband jammers and receiving broadband signal simultaneously is considered. Signal processing algorithm using power vector basis is proposed. Regularized estimation weight vectors for a limited number of samples of the input process that can be both larger and smaller than the number of filter taps are obtained (case of short sampling). Simulation results showing high efficiency of signal processing algorithm are given.

**Key words:** Adaptive Filter, Power Base, Orthogonalization Procedure, Loss In SNR.

## REFERENCES

1. Shirman Ya. D. *Radioelektronnyye sistemy. Osnovy proektnirovaniya i teorii* [Radio Electronic Systems. Bases of Designing and Theory]. Moscow, *Radiotekhnika*, 2007, 512 p. (In Russian)
2. Ermolayev V. T., Krasnov B. A., Flaksman A. G. On The Synthesis of Optimal Weight Distribution in Adaptive Antenna Arrays. *Izvestiya vuzov. Radiophysika* [Radiophysics and Quantum Electronics]. 1983, vol. 26, no. 7, pp. 874–880. (In Russian)
3. Ermolayev V. T., Flaksman A. G. Signal Processing in Adaptive Arrays using Power Basis. *Int. J. of Electronics*. 1993, vol. 75, iss. 4, pp. 753–765.
4. Ermolayev V. T., Flaksman A. G., Sorokin I. S. A Regularized Estimation of the Weight Vector of an Adaptive Antenna Array. *Izvestiya vuzov. Radiophysika* [Radiophysics and Quantum Electronics]. 2012, vol. 55, no. 9, pp. 641–650. (In Russian)

5. Ermolayev V. T., Semenov V. Yu., Sorokin I. S., Flaksman A. G., Yastrebov A. V. Regularization of the Weight Vector of an Adaptive Antenna Array by limiting the Number of Basis Vectors. *Izvestiya vuzov. Radiophysika* [Radiophysics and Quantum Electronics]. 2015, vol. 58, no. 3, pp. 235–243. (In Russian)

6. Ermolayev V. T., Semenov V. Yu., Sorokin I. S., Flaksman A. G., Yastrebov A. V. *Effektivnost' podalvenija shirokopolosnoy pomehi v avtokompensatore na osnove metoda stepennykh vektorov* [The Effectiveness of Broadband Interference Suppressing in the Auto Compensator based on a Method of Power Vectors]. *9-ya Vseros. nauch. konf. "Radiolokaciya i radiosvjaz"*. Moskva, 23–25 noyabrja 2015 [9th All Russian scien.-tech. conf. " radar and radio communications". Moscow, Nov. 23–25, 2015]. IRE im. V. A. Kotelnikova RAN

Received November, 18, 2016

[Radio Electronics Institute n. a. V. A. Kotelnikov RAS]. Moscow, 2015, pp. 100–105. (In Russian)

7. Widrow B., Stearns S. D. *Adaptive Signal Processing*. Prentice-Hall Inc. Englewood Cliff, N.Y. 1985, 219 p.

8. Tikhonov A. I., Arsenine V. Ya. *Metody resheniya nekorrektnykh zadach* [Methods of Solving Ill-Posed Problems]. Moscow, *Nauka*, 1979, 288 p. (In Russian)

9. Abramovich Yu. I. Regularized method of adaptive filter optimization by the criterion of maximum signal-to-interference ratio. *Radiotekhnika i elektronika* [Radio Engineering and electronics]. 1981, vol. 26, no. 3, pp. 543–551. (In Russian)

10. Voevodine V. V. *Lineynaya algebra* [Linear algebra]. Moscow, *Nauka*, 1980, 400 p. (In Russian)

**For citation:** Yastrebov A. V. Adaptive Matched Filter Based on Power Vector Method. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 1, pp. 5–11. (In Russian)

**Andrey V. Yastrebov** – Master of Science in Radio engineering (2012), Ph.D. student of information radio systems department of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. Area of expertise: radar; adaptive antenna array; digital signal processing.  
E-mail: a.v.yastrebov@mail.ru

УДК 621.396.96

В. Ф. Коротков  
ООО "Специальный технологический центр" (Санкт-Петербург)  
Р. С. Зырянов  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Алгоритм распознавания типа источника радиоизлучения с использованием радиальных базисных функций

Предложен алгоритм распознавания типа источника радиоизлучения (ИРИ) с усложненной частотно-временной структурой. Алгоритм основан на разбиении классов обучающих данных радиотехнического контроля на подклассы и использовании их для принятия решения о типе ИРИ. Представлен результат тестирования на модельных данных.

### Нейронная сеть, радиально-симметричная базисная функция, распознавание типа источника радиоизлучения

При анализе и обработке данных радиотехнического контроля (РТК) методы распознавания типа источника радиоизлучения (ИРИ) занимают одно из центральных мест [1]–[3]. Алгоритмы распознавания [1], [2], реализованные в существующих средствах РТК, требуют от оператора задания ряда параметров, определяющих количество типов (классов) ИРИ и форму и размер областей в пространстве признаков, соответствующих отдельным классам.

На практике операторы, как правило, не имеют априорной информации, необходимой для выбора этих параметров. Кроме того, простые математические модели, лежащие в основе применяемых алгоритмов, не позволяют выделять классы с усложненной частотно-временной структурой (ЧВС), наиболее адекватно отражающие реальные данные. Указанные недостатки часто приводят к неудовлетворительным результатам распознавания.

Как известно [1], для обработки данных РТК наиболее адекватен статистический подход. В соответствии с ним предполагается, что выборочное пространство данных есть множество реализаций случайной величины, плотность распределения (ПР) которой неизвестна. Для оценивания неизвестной ПР целесообразно использовать непараметрические оценки [3], [4]. Преимущество алгоритмов распознавания, основанных на таких оценках, заключается в том, что они не накладывают ограничений на размер и форму областей анализируемых классов в пространстве признаков.

В настоящей статье предложен непараметрический алгоритм распознавания типа ИРИ с усложненной ЧВС.

**Постановка задачи и метод ее решения.** Представим излучение на входе станции РТК в виде  $N$ -мерной выборки

$$X = (\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_n, \dots, \mathbf{x}_N)^T,$$

элементы которой связаны с одним из распознаваемых типов ИРИ ("Т" – символ транспонирования). Здесь

$$\mathbf{x}_n = (x_{n1}, x_{n2}, \dots, x_{nk}, \dots, x_{nK})^T$$

представляет собой  $K$ -мерный вектор параметров  $n$ -го импульса сигнала (дескриптора импульса). В пространстве признаков  $\mathbf{x}_n$  представляется точкой. Положим, что ИРИ может быстро изменять параметры излучения от импульса к импульсу и от пачки к пачке в зависимости от решаемой задачи. Плотность распределения  $p(\mathbf{x}_n | R_m)$  для  $R_m$ -го типа ИРИ (класса) неизвестна ( $m = \overline{1, M}$ ).

В этих условиях для оценивания  $p(\mathbf{x}_n)$  целесообразно воспользоваться методом Парзена [4]. Согласно этому методу оценка плотности имеет вид

$$p(\mathbf{x}_n | R_m) = \frac{1}{N_m} \sum_{m=1}^{N_m} \left[ \frac{1}{h^K} \Phi \left( \frac{\mathbf{x} - \mathbf{x}_n}{h} \right) \right],$$

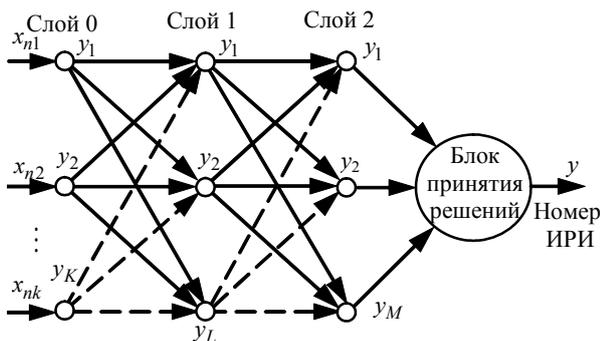


Рис. 1

где  $K$  – размер дескриптора импульса;  $N_m$  – число выборочных точек в классе  $R_m$ ;  $h$  – параметр произвольной четной функции (ядра)  $\Phi(\mathbf{x}_n)$ , принимающий положительные значения, являющийся функцией от числа наблюдений  $N$ .

В качестве функции ядра можно выбрать гауссоиду.

Структурная схема устройства распознавания (классификатора), выполненного в виде нейронной сети и реализующего метод потенциальных функций, представлена на рис. 1.

Классификатор состоит из трех слоев нейронов [3], [5].

Слой 0 – входной. Число нейронов слоя 0 равно числу параметров дескриптора импульса  $K$ .

$$\text{Выход } k\text{-го нейрона слоя 0 } y_k = x_k, \quad k = \overline{1, K}.$$

Каждый нейрон этого слоя связан своим выходом  $y_k$  со входами всех нейронов слоя 1.

Слой 1 (скрытый) составляют радиальные нейроны с гауссовской функцией активации

$$y_l = e^{-\left[ \sum_{k=1}^K \frac{(x_k - w_{lk})^2}{2\sigma_{lk}^2} \right]},$$

где  $w_{lk}$  – весовой коэффициент связи  $l$ -го нейрона ( $l = \overline{1, L}$ ) слоя 1 с  $k$ -м нейроном слоя 0;  $\sigma_{lk}$  – порог  $l$ -го нейрона слоя 1, соединенного с  $k$ -м нейроном 0-го слоя;  $L$  – число нейронов слоя 1. Весовые коэффициенты  $l$ -го нейрона слоя 1 обозначим в виде вектора

$$\mathbf{w}_l = (w_{l1}, \dots, w_{lk}, \dots, w_{lK}),$$

а его пороги – как вектор

$$\boldsymbol{\sigma}_l = (\sigma_{l1}, \dots, \sigma_{lk}, \dots, \sigma_{lK}).$$

Нейроны слоя 2 (выходного) выполняют линейное преобразование (взвешенное суммирование) вектора состояния скрытого слоя:

$$y_m = \sum_{l=1}^L w_{ml} y_l, \quad m = \overline{1, M},$$

где  $w_{ml}$  – весовой коэффициент связи  $m$ -го нейрона слоя 2 с  $l$ -м нейроном слоя 1;  $M$  – число нейронов выходного слоя.

В соответствии с геометрической интерпретацией задачи распознавания классификатор подобной структуры делит  $K$ -мерное пространство признаков на ряд областей (подклассов), каждая из которых содержит точки, принадлежащие

только одному классу ИРИ. Разделяющие области полностью определены  $L$  радиально-симметричными функциями Гаусса ( $L$  – число областей, на которое необходимо разбить пространство признаков, чтобы разделить  $M$  классов). Граница раздела есть гиперсфера, координаты центра которой  $R_l$  ( $l=\overline{1, L}$ ) хранятся в классификаторе как веса  $i$ -го нейрона промежуточного слоя, а радиус гиперсферы – как порог этого нейрона.

Таким образом, задача синтеза классифицирующего устройства на базе функций Гаусса заключается в определении по некоторому алгоритму числа нейронов и их параметров (весов и порогов), а также в настройке весов нейронов выходного слоя. Число нейронов выходного слоя равно числу распознаваемых типов ИРИ.

В качестве примера на рис. 2 показано разбиение двумерного пространства признаков на области, соответствующие классам  $R_1$  и  $R_2$  (обозначены круглыми и крестовыми маркерами соответственно). Как видно из рисунка, 2 класса могут быть разделены при покрытии признакового пространства окружностями с переменным диаметром и с центрами в точках, принадлежащих

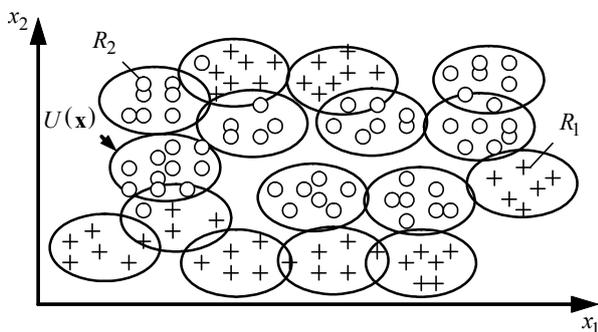


Рис. 2

указанным классам.

**Описание алгоритма.** Алгоритм (рис. 3) можно описать как последовательность шагов.

1. *Модификации весов нейронов скрытого слоя.* Процедура начинается с подачи на нейроны слоя 0 первого входного вектора  $\mathbf{x}_1$ , вычисления выходов нейронов 0-го слоя и определения первого нейрона слоя 1 с весами, равными компонентам вектора  $\mathbf{x}_1$ . Этому нейрону присваивается метка области, являющейся полем влияния данного нейрона. Под полем влияния  $l$ -го нейрона слоя 1 понимаются все точки многомерного пространства признаков, входящие в гиперсферу с центром  $\mathbf{w}_l$  и радиусом, равным  $\sigma_l$ .

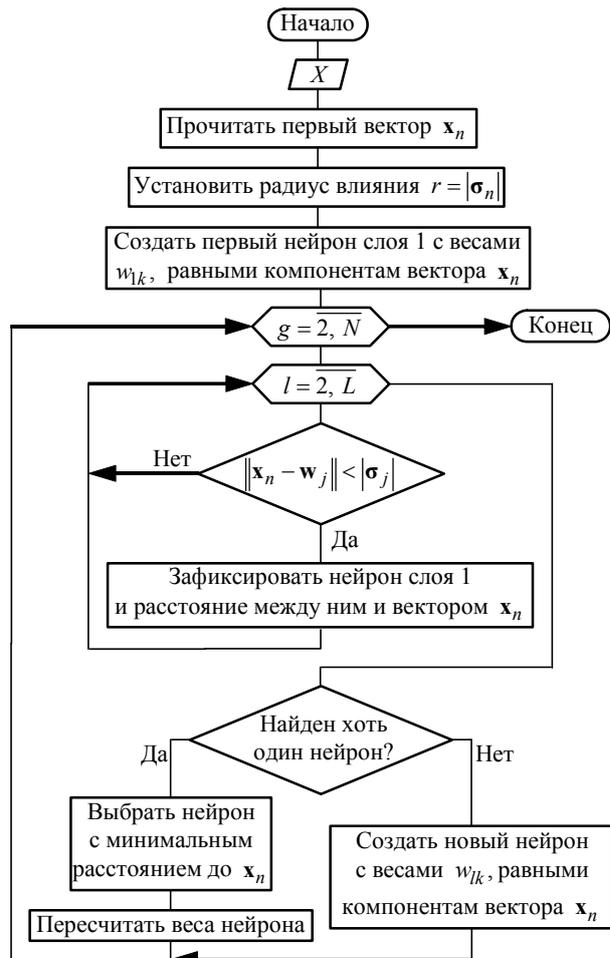


Рис. 3

Затем на вход сети подается очередной входной вектор  $\mathbf{x}_n$  и определяется его принадлежность к ранее образованным областям  $R_l$ :

$$\mathbf{x}_n \in R_l : \|\mathbf{x}_n - \mathbf{w}_l\| < \|\mathbf{x}_n - \mathbf{w}_j\| < |\sigma_l|, \\ l, j=1, 2, \dots, J, l \neq j,$$

где  $J$  – число нейронов (областей), образованных на  $n$ -м шаге алгоритма;  $\|\cdot\|$  – обозначение меры близости двух векторов, в качестве которой используется евклидово расстояние. Если данное неравенство выполняется, т. е. входной вектор попадает в поле влияния одного из нейронов скрытого слоя, производится модификация весов данного нейрона. В противном случае формируется новый нейрон, веса которого равны компонентам входного вектора, а метка соответствует новой области многомерного пространства признаков.

Уравнение модификации весов нейрона, в поле влияния которого попадает входной вектор, имеет вид

$$\mathbf{w}_j(n+1) = \mathbf{w}_j(n) + \frac{\mathbf{x}_j - \mathbf{w}_j(n)}{N_j + 1},$$

где  $N_j$  – число входных векторов, попавших в поле влияния  $j$ -го нейрона.

2. *Установка порогов нейронов скрытого слоя.* Полагаем, что дисперсии элементов вектора параметров входного импульса для разных режимов излучения ИРИ различаются незначительно. В этом случае пороги нейронов слоя 1 могут быть установлены одинаковыми в виде константы

$$C = \sqrt{\sum_{k=1}^K \sigma_k^2},$$

где  $\sigma_k$  – среднее квадратическое отклонение  $k$ -го параметра входного импульса.

3. *Модификации весов нейронов выходного слоя.* Полагаем, что известны априорные вероятности распределения подклассов ИРИ. В этом случае веса нейронов слоя 2 могут быть определены по правилу:  $i$ -й нейрон слоя 2 соединяется с единичным весом только с нейронами скрытого слоя, относящимися к  $i$ -му типу ИРИ; со всеми остальными нейронами скрытого слоя данный нейрон имеет нулевое соединение. Иными словами, выходной нейрон просто складывает отклики нейронов скрытого слоя, принадлежащих к  $i$ -му типу ИРИ. При таком подходе выходное значение классификатора можно интерпретировать как условную по типам ИРИ оценку ПР входных данных.

4. *Принятие решения о типе ИРИ.* На вход классификатора поступает выборка  $X$ . По каждому импульсу он предсказывает тип ИРИ. Данное решение выражено в виде отклика активного нейрона выходного слоя  $y_m$ ,  $m = \overline{1, M}$ . Отклики накапливаются по времени в блоке принятия решений согласно принятым решениям о принадлежности к классам (ИРИ).

Блок принятия решений представляет собой временную память, состоящую из  $M$  элементов (по числу распознаваемых типов ИРИ), с возможностью накапливать выходы классификатора.

При инициализации вектор  $S$  решений о типах ИРИ устанавливается равным нулю. Выходы активных нейронов  $y = (y_1, y_2, \dots, y_M)$  классификатора накапливаются согласно формуле

$$S = S + y.$$

Тип ИРИ определяется после обработки последнего импульса группы по формуле

$$m = \arg \max_m \{S_m : m = \overline{1, M}\}.$$

### Результаты экспериментальных исследований.

Предложенный алгоритм программно реализован в среде MATLAB. Для работы алгоритма необходимо задать значения порогов  $\sigma_{lk}$ .

Для оценки сравнительной эффективности разработанного метода проведено 2 эксперимента по распознаванию контрольной выборки из 21 ИРИ с усложненной ЧВС, принадлежащих десяти классам (типам ИРИ). Первый эксперимент проведен на простой модели, описывающей каждый класс в виде области с одним центром, второй – на предложенной модели на базе радиальных базисных функций. В первом эксперименте получено 20 % правильных ответов, во втором – около 70 %.

Рис. 4 иллюстрирует результаты распознавания во втором эксперименте в пространстве трех признаков – частота, длительность импульса и период их повторения. Излучения, отнесенные к каждому типу ИРИ, обозначены маркерами отдельного вида.

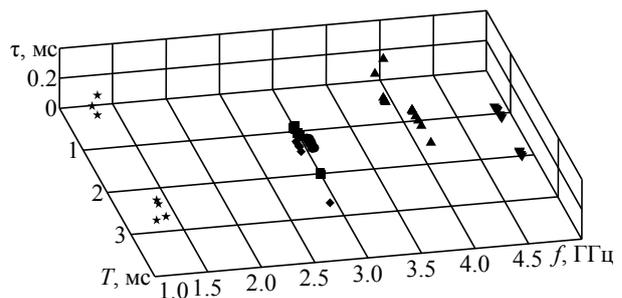


Рис. 4

Результат эксперимента показывает возможность увеличения качества распознавания с использованием описанного алгоритма.

Представленный в настоящей статье алгоритм распознавания типа ИРИ с ЧВС не требует априорных знаний относительно параметрической структуры радиотехнических сигналов, обеспечивая при этом высокое качество результатов. При проведении распознавания от оператора требуется задать пороги  $\sigma_{lk}$ , а при обнаружении сигнала ранее неизвестного ИРИ – присвоить ему условный номер класса и подкласса. Использование классификатора с радиальными базисными функциями описанной архитектуры наиболее эффективно в случае, когда предъявляются жесткие требования к вероятности ложных классификаций. Выполнение этого требования достигается увеличением числа подклассов и изменением порогов.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мельников Ю. П. Воздушная радиотехническая разведка (методы оценки эффективности). М.: Радиотехника, 2005. 304 с.
2. Смирнов Ю. А. Радиотехническая разведка. М.: Воениздат, 2001. 452 с.
3. Коротков В. Ф. Распознавание РЭС с использованием нейронных сетей / ВУС. СПб., 2003. 156 с.
4. Дуда Р., Харт П. Распознавание образов и анализ сцен. М.: Мир, 1976. 509 с.
5. Осовский С. Нейронные сети для обработки информации. М.: Финансы и статистика, 2002. 344 с.

Статья поступила в редакцию 28 ноября 2016 г.

**Для цитирования:** Коротков В. Ф., Зырянов Р. С. Алгоритм распознавания типа источника радиоизлучения с использованием радиальных базисных функций // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 1. С. 12–16.

**Коротков Владимир Федорович** – доктор технических наук (2005), старший научный сотрудник (1998), ведущий инженер ООО "Специальный Технологический Центр" (Санкт-Петербург). Автор 57 научных работ. Сфера научных интересов – пассивная радиолокация; анализ и обработка радиолокационных сигналов. E-mail: diofant2912@mail.ru

**Зырянов Роман Сергеевич** – бакалавр по направлению "Нанотехнологии и микросистемная техника" (2015), студент 2-го курса магистратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор шести научных публикаций. Сфера научных интересов – обработка больших объемов данных, интеллектуальный анализ данных; фрактальный анализ изображений. E-mail: roman.tm.z@gmail.com

V. F. Korotkov  
Special Technology Center Ltd. (Saint Petersburg)  
R. S. Zyryanov  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

### Source Type Recognition Algorithm of Radio Emission using Radial Basis Functions

**Abstract.** This paper deals with the radio source type detection algorithm with a complicated time-frequency structure. The algorithm is based on splitting training data classes into sub-classes, and using them for making a decision about the type of radio source. Result of testing on simulated data is presented.

**Key words:** Neural Network, Radially Symmetric Basis Function, Radio Source Recognition

## REFERENCES

1. Mel'nikov Yu. P. *Vozdushnaya radiotekhnicheskaya razvedka (metody otsenki effektivnosti)* [Aerial electronic reconnaissance (performance assessment methods)]. Moscow, Radio and svjaz', 2005, 304 p. (In Russian)
2. Smirnov Yu. A. *Radiotekhnicheskaya razvedka* [Electronic reconnaissance]. Moscow, Voenizdat, 2001, 452 p. (In Russian)
3. Korotkov V. F. *Raspoznavanie RES s ispol'zovaniem neironnykh setei* [RES recognition using neural networks]. St. Petersburg, VUS, 2003, 156 p. (In Russian)
4. Duda R. O., Khart P. E. *Pattern classification and scene analysis*. N. Y., John Wiley & Sons, 1973, 482 p.
5. Osovskii S. *Neironnye seti dlya obrabotki informatsii* [Neural networks for information processing]. Moscow, *Finansy i statistika*, 2002, 344 p. (In Russian)

Received November, 28, 2016

**For citation:** Korotkov V. F., Zyryanov R. S. Source type recognition algorithm of radio emission using radial basis functions. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 1, pp. 12–16. (In Russian)

**Vladimir F. Korotkov** – D.Sc. in engineering (2005), SRF (1998), lead engineer of "Special Technology Center" Ltd (Saint Petersburg). The author of 57 scientific publications. Area of expertise: passive location; analysis and processing of location signals. E-mail: diofant2912@mail.ru

**Roman S. Zyryanov** – bachelor on nanotechnologies and micro system technics (2015), 2nd year Master's Degree student of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of six scientific publications. Area of expertise: big data; data mining; image fractal analysis. E-mail: roman.tm.z@gmail.com



УДК 621.391:621.397

В. Ю. Волков

*Санкт-Петербургский государственный университет  
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича*

## Адаптивное выделение мелких объектов на цифровых изображениях

*Задача обнаружения и локализации протяженных мелких объектов различных размеров и формы встречается в радиотехнических системах наблюдения, которые используют радары с синтезированной апертурой, лидары, инфракрасные и телевизионные камеры. Основной трудностью при обработке является интенсивный и нестационарный фон. Эта задача решается с использованием ориентированной фильтрации, адаптивной пороговой обработки и морфологического анализа. Предложен усовершенствованный метод адаптации порога обнаружения, основанный на анализе изолированных фрагментов, остающихся на изображении после пороговой обработки.*

### **Фильтрация, локализация объектов на изображениях, адаптивная пороговая обработка**

Задача обнаружения и локализации мелкошабных протяженных объектов на зашумленных изображениях возникает в радиотехнических системах наблюдения, использующих радары с синтезированной апертурой, инфракрасные и лазерные системы, а также телевизионные камеры [1]–[4]. Эта задача актуальна, поскольку указанные объекты обычно имеют искусственное происхождение и представляют первостепенный интерес.

При обнаружении, выделении и локализации объектов возникают существенные трудности в построении эффективных алгоритмов и структур обработки, так как принимаемые изображения содержат интенсивный и нестационарный фон с элементами, структурно-подобными сигналам. При этом отношение "сигнал/фон" обычно невелико, а зарегистрированное цифровое изображение имеет невысокое качество, малое число уровней квантования, пятнистый характер и нечеткие границы природных и искусственных структур (берегов рек, дорог, мостов, зданий).

Наряду с объектами и фоном в радиолокационных изображениях присутствует так называемый спекл-шум, обусловленный взаимной интерференцией когерентных волн, имеющих случайные сдвиги фаз и/или случайные интенсивности. Мелкошабные объекты выглядят как ориентированные или неориентированные пятна, имеющие нечеткие границы вследствие недостаточно высокого разре-

шения и внутреннюю спекл-структуру. Такие же особенности свойственны и пассивной помехе [4], [5].

При выделении объектов интереса пространственное накопление в пределах границ малоэффективно вследствие их небольших размеров. Статистика фона весьма отличается от гауссовской, распределения явно асимметричны, а "хвосты" распределений подчинены логнормальной или смешанной (загрязненной) нормальной (contaminated-normal) плотности [6]. При малых объемах выборки эти плотности оцениваются с трудом.

Такой характер фона и полезных сигналов практически исключает использование известных методов пороговой обработки, например гистограммных методов, метода Оцу [3] и др. Неправильное формирование порогов может привести к потере полезных объектов на самой ранней стадии обработки. Невозможно использование и традиционных методов выделения контуров на изображениях в целях выделения природных объектов (рек, дорог, границ лесополосы и т. п.), основанных на формировании пространственных производных (градиентов и лапласианов), поскольку из-за особенностей спекл-картинок существенно проявляются импульсные помехи без видимого эффекта выделения качественного контура.

Основными принципами, позволяющими решать указанную сложную задачу, является пространственно-ориентированная фильтрация, адап-

тивная пороговая обработка и селекция полезных объектов по связности соседних пикселей с учетом протяженности полезных структур [1]–[3], [7].

**Постановка задачи и метод обнаружения объектов на изображениях.** Имеется изображение в цифровой форме, содержащее объекты интереса с произвольной ориентацией со сравнительно незначительными по отношению к изображению размерами. Форма объектов может быть линейной или пятенной, а их размеры задаются в пикселях, причем для протяженности объектов указываются минимальная и максимальная границы. Особенностью задачи является то, что появление мелкомасштабных объектов интереса практически не влияет на интегральные характеристики изображения.

Общая структура цифровой обработки изображений включает предварительную фильтрацию, бинарное квантование (пороговую обработку) и последующую морфологическую обработку. Входное изображение после регистрации представляется в цифровой форме (двумерным массивом на прямоугольной сетке отсчетов). Задача автоматической установки порога в автономных информационно-управляющих системах очень важна для сегментации [2], [3], [7]–[10]. Хорошо известные методы установки глобальных и локальных порогов обычно используют гистограммы или локальные свойства точки на изображении [3], [8]. Как правило, при установке порогов используются свойства входного изображения, а результаты пороговой обработки не учитываются. В предложенном в настоящей статье методе оптимальное значение порога зависит от свойств выделяемых объектов. Тем самым пороговая обработка адаптируется к результатам бинаризации.

Целью настоящей статьи является исследование адаптивного метода установки порога сегментации для обнаружения и выделения объектов, основанного на структурном разложении бинарного изображения на элементарные изолированные связанные фрагменты различной формы и размеров, анализ влияния порогового уровня на результаты разложения и разработка алгоритма для установки и изменения порога в соответствии с результатами разложения.

**Предварительная фильтрация.** Предварительная фильтрация имеет целью улучшение изображения, устранение нестационарности фона и подчеркивание перепадов и границ. Предполагается, что объекты интереса всегда имеют более высокую интенсивность по отношению к фону (в противном случае необходимо инвертировать изображение). В указанных целях применяются дифференцирую-

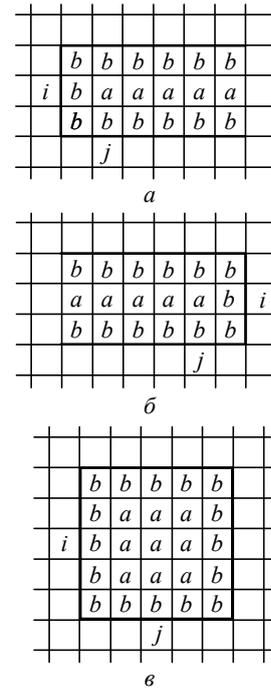


Рис. 1

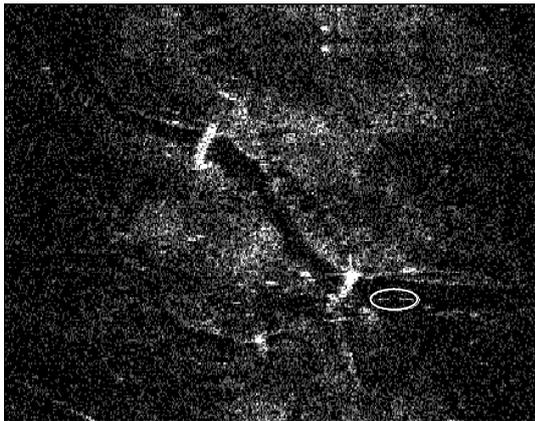
щие фильтры со сглаживанием в выбранном окне, которые позволяют далее использовать глобальный порог для бинарного квантования по превышению интенсивностью порога квантования [7], [8].

При фильтрации линейных объектов заданной ориентации используются пространственно-ориентированные маски фильтра (рис. 1, *a*, *б*) ( $i, j$  – координаты элемента маски, располагаемого на пикселе изображения, с которым ассоциируется результат обработки).

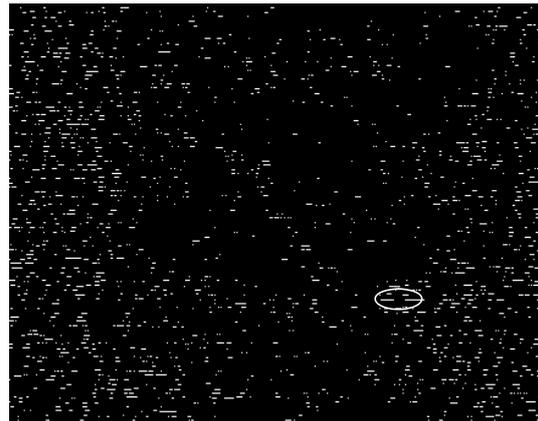
Задача оптимизации весовых коэффициентов элементов масок представляет самостоятельный интерес. В настоящей статье приняты коэффициенты  $a = 1$ ,  $b = -1$ . При этом сумма всех коэффициентов не равна нулю, что приводит к некоторому ненулевому уровню фона на выходе фильтра. Это не влияет на последующую селекцию объектов, а приводит только к изменениям пороговых уровней.

Предложенные маски имеют незамкнутое окаймление символами  $b$ , что позволяет эффективно выделять окончания протяженных линейных объектов, имеющих произвольную и неизвестную длину. Далее результаты фильтрации масками по рис. 1, *a* и *б* суммируются, при этом происходит подавление линий, длина которых существенно превышает длину масок. Такая обработка позволяет сократить число каналов ориентированной фильтрации объектов.

В случае объектов с неизвестной ориентацией организуется ряд каналов с масками для выделения всех возможных мелких объектов. Для выде-

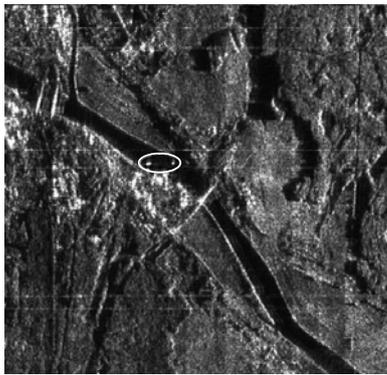


*a*

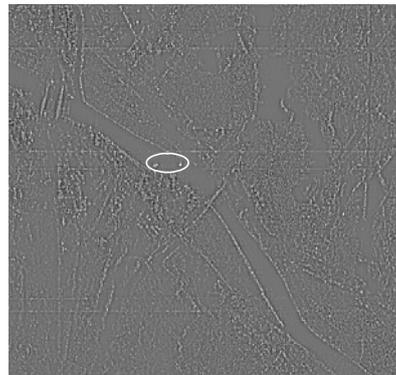


*б*

Рис. 2



*a*



*б*

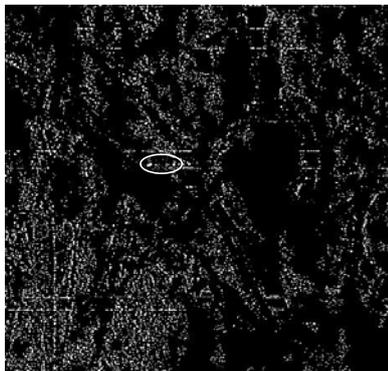
Рис. 3

ления небольших объектов пятнистого характера применяются неориентированные маски фильтров (например, маска по рис. 1, *в*).

Наряду с усреднением в дифференцирующих фильтрах используются и другие операторы, такие, как выборочная медиана или максимальное значение среди пограничных элементов со значением коэффициентов  $b$  [7]. Результаты использования усредняющих фильтров показаны на рис. 2 и 3, где приведены исходные изображения (*a*) и результаты предварительной фильтрации с помощью ориентированной маски (*б*). Мелкомасштабные объекты интереса выделены белым овалом.

**Пороговая обработка.** Этот этап очень важен. Неправильная установка порога часто приводит к необратимым потерям сигналов. Обычно мелкомасштабные объекты интереса обладают высокой интенсивностью и выделяются после пороговой обработки. Однако их локализации препятствует фон, на котором после бинаризации формируются объекты различной формы и размеров – "мусор".

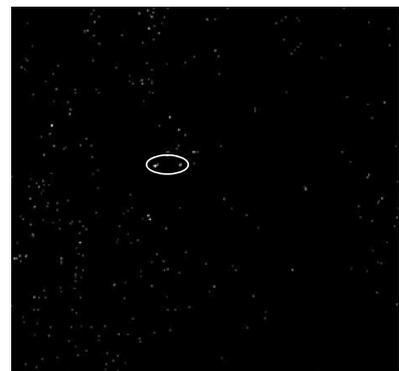
Рис. 4 иллюстрирует изменение результатов обработки на выходе порогового устройства изображения, приведенного на рис. 3, *a*, для трех значений порога. На рис. 4, *a* при низком пороге (фактически определенном по методу Отсу) в об-



*a*



*б*



*в*

Рис. 4

ласти фона формируются множество различных, в том числе и протяженных объектов, что не позволяет в дальнейшем селективировать полезные и мешающие объекты (фон) по их протяженности.

С ростом значения порога количество "мусорных" объектов снижается, а сами они уменьшаются, в частности принимают вид изолированных пикселей (рис. 4, б). При очень высоких значениях порога (рис. 4, в) эти фрагменты пропадают, однако начинается разрушение полезных объектов, которые сами распадаются на отдельные фрагменты, после чего могут быть безвозвратно потеряны. Поэтому значения порогов не должны быть слишком высокими; они должны обеспечивать фрагментацию фона, но при этом сохранять структуру сигналов. Лучший пороговый уровень дает максимальные морфологические различия (по протяженности) между полезными и фоновыми объектами, и эти различия следует использовать при дальнейшей обработке.

Основная идея установки и адаптивного регулирования порога бинарного квантования связана с учетом результатов бинаризации. В этих целях предлагается иерархия видов изолированных фрагментов, возникающих на бинарном изображении, и для заданного вида изолированных фрагментов вводится эффективность их выделения, которая может быть использована для настройки порогового уровня [7], [9], [10].

**Иерархия изолированных фрагментов на бинарном изображении.** Целью является анализ атрибутов изолированных фрагментов, характеризующих протяженность и смежность мелко-масштабных объектов интереса. Для характеристики протяженности используется характеристическая маска изолированного фрагмента – минимальная прямоугольная маска, которая полностью охватывает этот фрагмент. При этом в нее не попадают части других фрагментов.

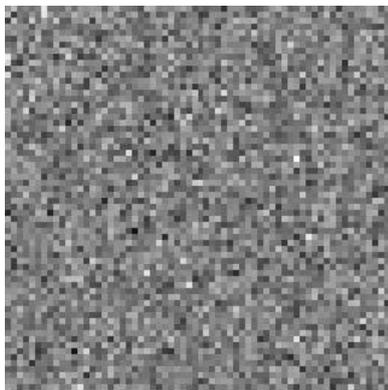
Другой характеристикой является наполненность объекта, которая измеряется общим количеством смежных пикселей в изолированном фрагменте. Относительная наполненность определяется отношением наполненности к количеству пикселей в характеристической маске объекта.

На рис. 5, а показано гауссовское шумовое поле, на рис. 5, б – результат его бинаризации достаточно высоким порогом. Изолированные пиксели на этом рисунке характеризуются маской  $1 \times 1$ , изолированные пары пикселей могут иметь характеристическую маску  $1 \times 2$ ,  $2 \times 1$  или  $2 \times 2$  в зависимости от их ориентации. Некоторые изолированные пары, тройки и четверки полностью накрываются маской  $2 \times 2$ . Более крупные фрагменты из трех точек имеют маски  $2 \times 3$  и  $3 \times 2$ . Линии из трех точек могут иметь маски  $1 \times 3$ ,  $3 \times 1$  или  $3 \times 3$  в зависимости от ориентации. Имеются и другие более протяженные, но изолированные фрагменты различной формы и ориентации.

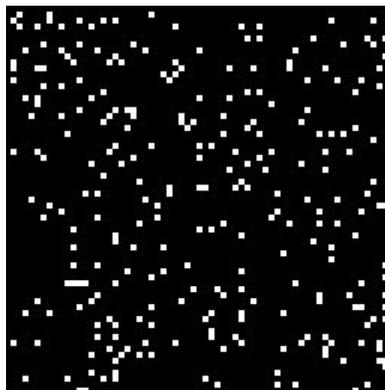
Иерархия мелких изолированных фрагментов на бинарном изображении (до характеристической маски  $3 \times 3$  включительно) приведена на рис. 5, в. В левом верхнем углу находятся изолированные точки. Размеры и сложность структур изолированных фрагментов возрастают от левого верхнего к правому нижнему углу рисунка.

Поскольку фрагмент есть совокупность связанных точек, его можно характеризовать параметром связности – длиной пути между крайними точками во фрагменте [3]. В этом случае связность фрагмента будет равна максимальному размеру характеристической маски.

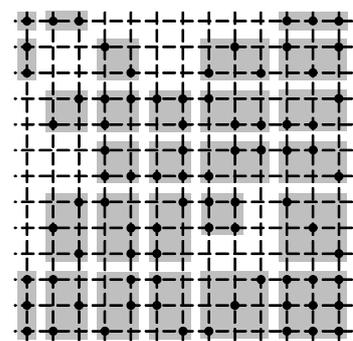
Для реализации адаптивной пороговой обработки на начальном этапе можно использовать квадратные характеристические маски  $1 \times 1$ ,  $2 \times 2$ ,  $3 \times 3$  и т. д. Это не исключает в дальнейшем привлечение ориентации фрагментов как дополнительного признака при установке порога.



а



б



в

Рис. 5



рога для данного фрагмента, и соответствующее бинарное изображение селективируется. Для каждого объекта формируются аналогичные структуры.

**Анализ вероятностей появления связанных фрагментов.** Рассмотрим задачу обнаружения сигнала на фоне случайной одномерной стационарной шумовой последовательности, а также на случайном двумерном однородном шумовом поле<sup>1</sup>. Сигнал проявляется в увеличении математического ожидания в нескольких смежных элементах последовательности или в некоторой области поля, при этом незначительные и неизвестные размеры области не позволяют использовать для обнаружения сигнала накопление или гистограммные методы.

Для решения задачи можно установить порог бинарного квантования, обеспечивающий при малом числе ложных выбросов выделение полезного сигнала. Фактически требуется установить порог как процентную точку плотности распределения шума. Поскольку распределение шума неизвестно, следует применить непараметрические методы.

Известные знаковые и ранговые процедуры не учитывают связность элементов сигнала, ожидаемые размеры объектов интереса, которые являются весьма информативными признаками. Кроме того, в них полезный сигнал влияет на значение порога, что не позволяет поддерживать заданные параметры обнаружения. Эти недостатки можно устранить, если использовать селекцию фрагментов после бинаризации по размерам и форме.

Рассмотрим сначала конечную одномерную дискретную последовательность независимых случайных величин, которая представляет шум. Пусть установлен некоторый порог бинаризации, преобразующий эту последовательность в последовательность 1 и 0 с неизвестными вероятностями появления  $p$  и  $q$  соответственно, причем  $p + q = 1$ . Такая последовательность возникает на выходе пороговой схемы при воздействии на вход последовательности случайных величин с некоторым распределением вероятности.

Задача состоит в оценивании неизвестного значения  $p$  или  $q$  по реализации из  $N$  значений бинарной последовательности. На рис. 8, *a* показан фрагмент такой последовательности для  $N = 9$ .

Хорошо известна оценка  $\hat{p} = n_1/N$ , связанная с подсчетом числа единиц в последовательности

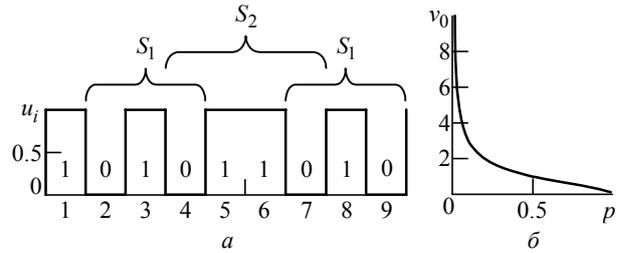


Рис. 8

[6], где  $n_1$  – случайное число единиц. Величина  $n_1$  имеет биномиальное распределение с дисперсией  $\sigma_1^2 = pqN$ , поэтому при оценке малых вероятностей  $p$  оценка  $\hat{p}$  имеет большой коэффициент вариации  $v = \sigma_1/p = \sqrt{q/(Np)}$ , т. е. сильно флуктуирует. Типовой вид зависимости коэффициента вариации от вероятности  $p$  приведен на рис. 8, *б* ( $v_0 = \sqrt{N}v = \sqrt{q/p}$ ).

Оценка процентной точки распределения может служить порогом в задаче обнаружения объектов на шумовом фоне. При этом обеспечивается стабилизация вероятности появления ложных выбросов. Известно, что ошибки оценивания процентных точек минимальны при оценивании медианы распределения ( $p = 0.5$ ), при этом коэффициент вариации оценки  $v_0 = 1$  [6]. Ошибки оценивания растут с уменьшением вероятности, соответствующей процентной точке.

Рассмотрим другой метод непараметрической оценки  $p$ , основанный на подсчете числа единиц в изолированных связанных фрагментах, состоящих из единиц, окруженных нулями. Такими фрагментами будут изолированные единицы  $S_1 = \{010\}$ , пары  $S_2 = \{0110\}$ , изолированные тройки  $S_3 = \{01110\}$  и т. д. На рис. 8, *a* показана последовательность из  $N$  символов, в которой имеются две изолированные единицы и одна изолированная пара. В одномерном случае возможна селекция изолированных фрагментов только по размерам (числу связанных единиц).

Вероятности появления изолированных фрагментов имеют максимумы при определенных значениях вероятностей  $p$  и  $q$ . Эти значения могут быть оценены посредством селекции соответствующих фрагментов и подсчетом в них числа единиц.

Теоретические расчеты зависимости вероятности  $P_S$  появления соответствующего изолированного фрагмента от значения  $q = 1 - p$  для  $N = 9$  приведены на рис. 9, *a*. Расчеты основаны

<sup>1</sup> Одномерное представление шума позволяет определить точные значения вероятностей появления связанных фрагментов, тогда как при двумерном представлении удается получить лишь нижние границы для этих вероятностей.

на определении числа благоприятных исходов относительно общего числа кодовых комбинаций, число которых составляет  $2^N = 512$ . При этом в исходной последовательности возможны кратные события, например, одновременно могут возникнуть максимум 4 изолированные единицы или 3 изолированные пары.

В рассмотренном случае максимум вероятности появления изолированных единиц реализуется при  $q_1 = 0.69$ , для изолированных пар – при  $q_2 = 0.5$ , для троек – при  $q_3 = 0.4$ . На рис. 9, а приведена кривая  $I$  функции  $1 - q^N$ , показывающая вероятность появления хотя бы одной единицы в коде. Эта кривая получена суммированием значений вероятностей всех возможных изолированных фрагментов для данного значения  $q$ .

Возможности выделения любых изолированных фрагментов падают с ростом порога (что сопровождается ростом вероятности  $q$ ), так как число точек превышения порога уменьшается. Поэтому для характеристики эффективности селекции изолированных фрагментов вероятность их выделения можно нормировать на вероятность появления хотя бы одной единицы  $1 - q^N$  (рис. 9, а,  $I$ ). Результаты нормировки представляют эффективность селекции  $E_S = P_S / (1 - q^N)$  и приведены на рис. 10, а. Положения максимумов приведенных

кривых зависят только от вида изолированного фрагмента, поэтому их оценки являются непараметрическими (не зависящими от распределения) оценками для соответствующих вероятностей превышения порога.

Проиллюстрируем результаты исследования на примере бинаризации гауссовской последовательности  $N(0, \sigma^2)$  порогом  $T/\sigma$ . Зависимости вероятностей появления изолированных фрагментов от порога для этого случая представлены на рис. 9, б. Максимум для изолированных точек приходится на  $T_1/\sigma = 0.5$ , максимум для пар – на медиану, для троек – на  $T_3/\sigma = -0.27$ .

Зависимости эффективности селекции от вероятности  $q$  и от относительного порога  $T/\sigma$  приведены на рис. 10, а и б соответственно. Для изолированных точек  $S_1$  экстремум эффективности выделения отсутствует, при возрастании порога вероятность выделения таких точек сохраняет конечное значение, в то время как вероятности выделения более сложных связанных фрагментов падают до нуля. Экстремумы для других фрагментов перемещаются левее, в частности, для изолированных пар – на медиану. Кривая  $I$  на рис. 10, б представляет вероятность появления единицы в каждой позиции кода  $1 - \Phi(T/\sigma)$ .

Полученные результаты справедливы для любого вида распределения вероятностей последова-

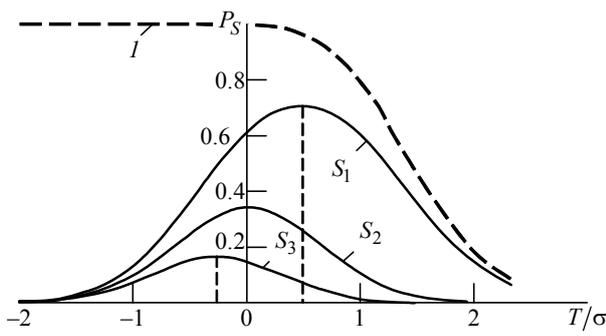
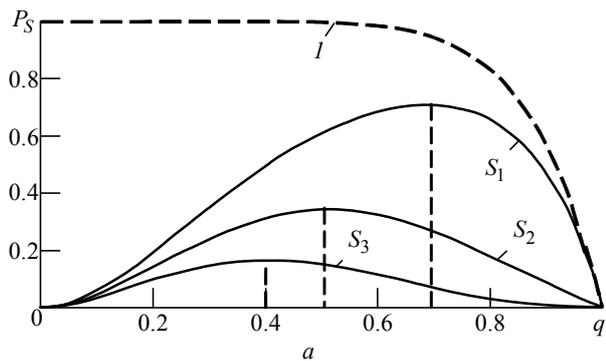


Рис. 9

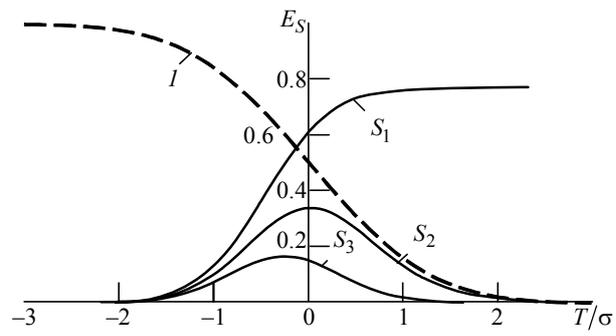
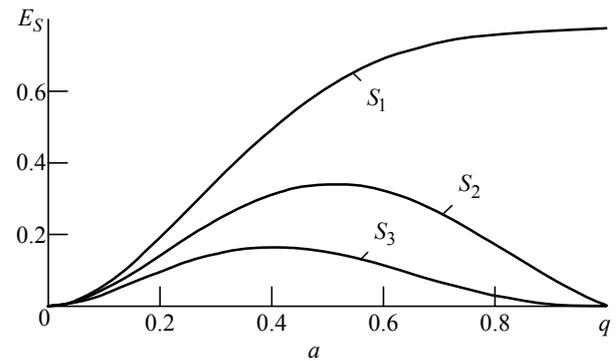


Рис. 10

тельности, которая подвергается бинаризации. Их также можно распространить на двумерный случай.

Для гауссовского шумового поля с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией вероятность того, что интенсивность в отдельном пикселе превышает пороговое значение, определяется как  $P(T) = 1 - \Phi(T)$ , где  $\Phi(T)$  – интеграл вероятности. Тогда для характеристической маски, содержащей  $N$  элементов, вероятность отсутствия любых фрагментов равна  $\Phi^N(T)$ . Поэтому для нахождения эффективности селекции вероятности появления изолированных фрагментов следует нормировать на функцию  $P_N(T) = 1 - \Phi^N(T)$ , определяющую вероятность появления хотя бы одного изолированного фрагмента в пределах маски.

С учетом указанного вероятность получения изолированной точки на характеристической маске  $3 \times 3$  рассчитывается как

$$P_1(T) = \Phi^8(T)[1 - \Phi(T)],$$

а вероятность появления изолированного фрагмента на характеристической маске  $2 \times 2$  ограничена снизу значением

$$P_2(T) = 2\Phi^{10}(T)[1 - \Phi(T)]^2[1 + \Phi^2(T)] + \Phi^{12}(T)[1 - \Phi(T)]^3[1 + 3\Phi(T)]. \quad (1)$$

В (1) учтены вероятности появления двух горизонтальных и двух диагональных пар, четырех троек и одной четверки единиц в пикселях маски.

Для характеристической маски  $3 \times 3$  имеются 2 варианта линий из троек пикселей в окнах  $3 \times 1$  и  $1 \times 3$ , 2 диагональные линии из троек, 36 вариантов четверок, 32 варианта пятерок, 2 шестерки для окон  $3 \times 2$  и  $2 \times 3$ , 4 шестерки в окне  $3 \times 3$ , 12 семерок, 4 восьмерки и 1 вариант девяти единиц в пикселях. Суммируя вероятности каждого из событий с весами, равными количеству благоприятных вариантов, можно определить нижнюю границу для вероятности появления фрагмента с этими свойствами.

Зависимости нижних границ эффективности селекции  $E_k = P_k(T)/P_N(T)$ ,  $k = 1, 2, 3$  (для характеристических масок  $1 \times 1$ ,  $2 \times 2$  и  $3 \times 3$  соответственно), приведены на рис. 11, а. Для изолированных точек максимум в нормированных кривых отсутствует. Кривые эффективности для любых связанных фрагментов имеют очевидный максимум. Для фрагментов, состоящих из двух

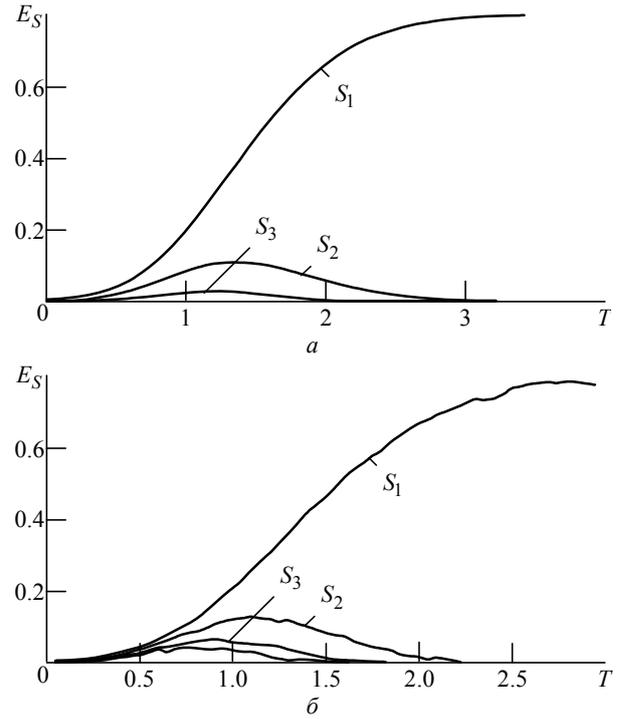


Рис. 11

пикселей, он соответствует значению порога  $T_2/\sigma = 1.3$ , т. е. такой порог является наилучшим для выделения указанных объектов.

Положения максимумов определяются непараметрическими оценками процентных точек распределений вероятностей интенсивностей, причем такие оценки привязаны к размеру и форме выделяемого фрагмента. Теоретические расчеты и наличие максимумов в характерных точках подтверждаются результатами моделирования процесса бинаризации шумового поля с нормальным распределением (рис. 11, б). Моделирование производилось на изображении размером  $256 \times 256$  пикселей при пороговых уровнях.

Нетрудно заметить, что выбранный по максимумам этих кривых порог в рассмотренном примере близок к оптимальному порогу по критерию максимального правдоподобия для задачи обнаружения сдвига гауссовского распределения при отношении "сигнал/шум" примерно 2.6 [9], [10].

**Характеристики обнаружения сигнала в каждой точке изображения.** Рассмотрим одномерную задачу обнаружения увеличения интенсивности в двух смежных точках в случае, когда порог обнаружения устанавливается по максимальному числу изолированных фрагментов  $S_2$  в бинарном выходном сигнале, т. е. требуемый порог  $h$  является выборочной модой распределения  $p_S(n_k)$  числа превышений порогов  $T_k$  ( $k = \overline{1, K}$ ) для выбранного типа изолированного фрагмента.

Точный вид распределения порога  $w_S(h)$  установить затруднительно. Гистограмма этого распределения, полученная моделированием гауссовской шумовой последовательности  $x_k \sim N(m_0, \sigma)$ ,  $k = \overline{1, N}$  для  $N = 256$ , фрагмента  $S_2$ ,  $m_0 = 3$ ,  $\sigma = 1$  показана на рис. 12, а. Считая распределение  $w_2(h)$  симметричным, примем для него гауссовскую аппроксимацию с коэффициентами вариации  $v = 0.5$ ; 1 и 1.5. Пусть распределение в сигнальных точках также гауссовское и отношение "сигнал/шум" в каждой точке определяется как  $d = (m_1 - m_0)/\sigma$ . Тогда условная вероятность правильного обнаружения изолированного фрагмента из двух смежных точек при заданном пороге  $h$  определяется как

$$D_2(d, h) = \Phi^2(d - h).$$

Если селектор порога обеспечивает его несмещенную оценку, безусловная вероятность правильного обнаружения указанного фрагмента определяется следующим образом:

$$D(d) = \int D_2(d, h)w_2(h)dh.$$

Зависимости  $D(d)$  для трех значений коэффициента вариации  $v$  и заданной вероятности ложной тревоги  $F = 0.25$  приведены на рис. 12, б. Кривая 1 соответствует нулевому значению порога.

Результаты моделирования для гауссовской шумовой последовательности ( $N = 64$ ) приведены

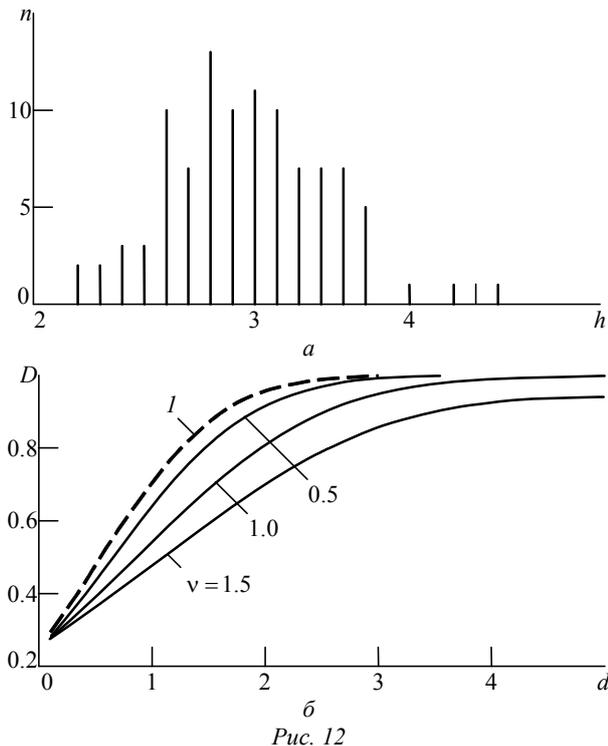


Рис. 12

на рис. 13, а. Последовательность является нестационарной и включает протяженный участок с 10-го по 30-й элемент, на котором отношение "сигнал/шум" увеличивается вдвое (нестационарный фрагмент указан линией 1). Адаптивный порог показан линией 2. Результат селекции фрагментов  $S_2$  на бинаризованном сигнале отображен кривой 3. Ввиду применения морфологической обработки наличие нестационарности не повлияло на порог.

Для сравнения на рис. 13, б приведен результат выделения фрагментов с помощью порога, установленного по выборочной медиане (линия 2). Данный обнаружитель подвержен воздействию протяженной помехи, поскольку морфологическая обработка отсутствует. В результате выделен весь участок увеличенного сигнала (кривая 3), на котором определение фрагмента  $S_2$  невозможно.

**Выделение мелкомасштабных объектов на реальных изображениях.** Результаты выделения мелкомасштабных объектов на реальных радиолокационных изображениях представлены на рис. 14 для изображений, приведенных на рис. 2 (рис. 14, а-е) и 3 (рис. 14, з-е).

На рис. 14, а, з показаны выходы бинарных квантователей. Для бинаризации в обоих случаях использовались адаптивные пороги, которые выбирались по максимуму оценок эффективности выделения небольших связанных фрагментов.

Зависимости значений эффективности выделения фрагментов от порогового уровня пред-

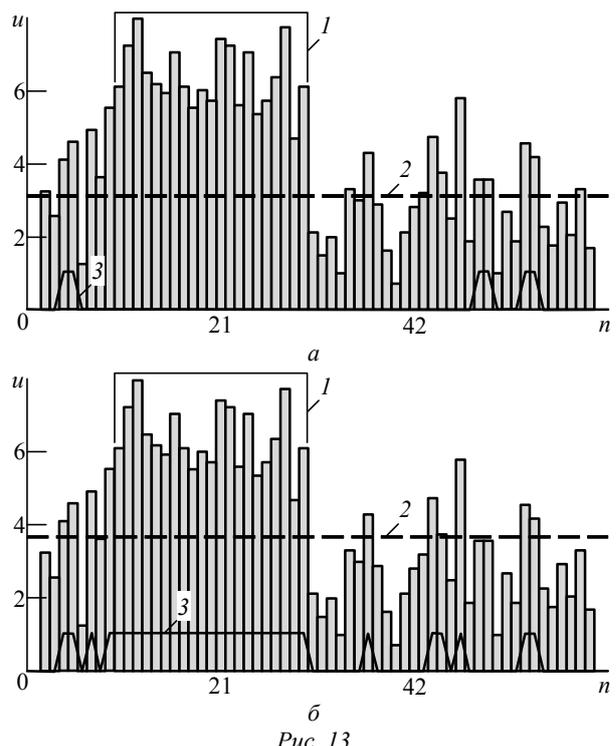


Рис. 13

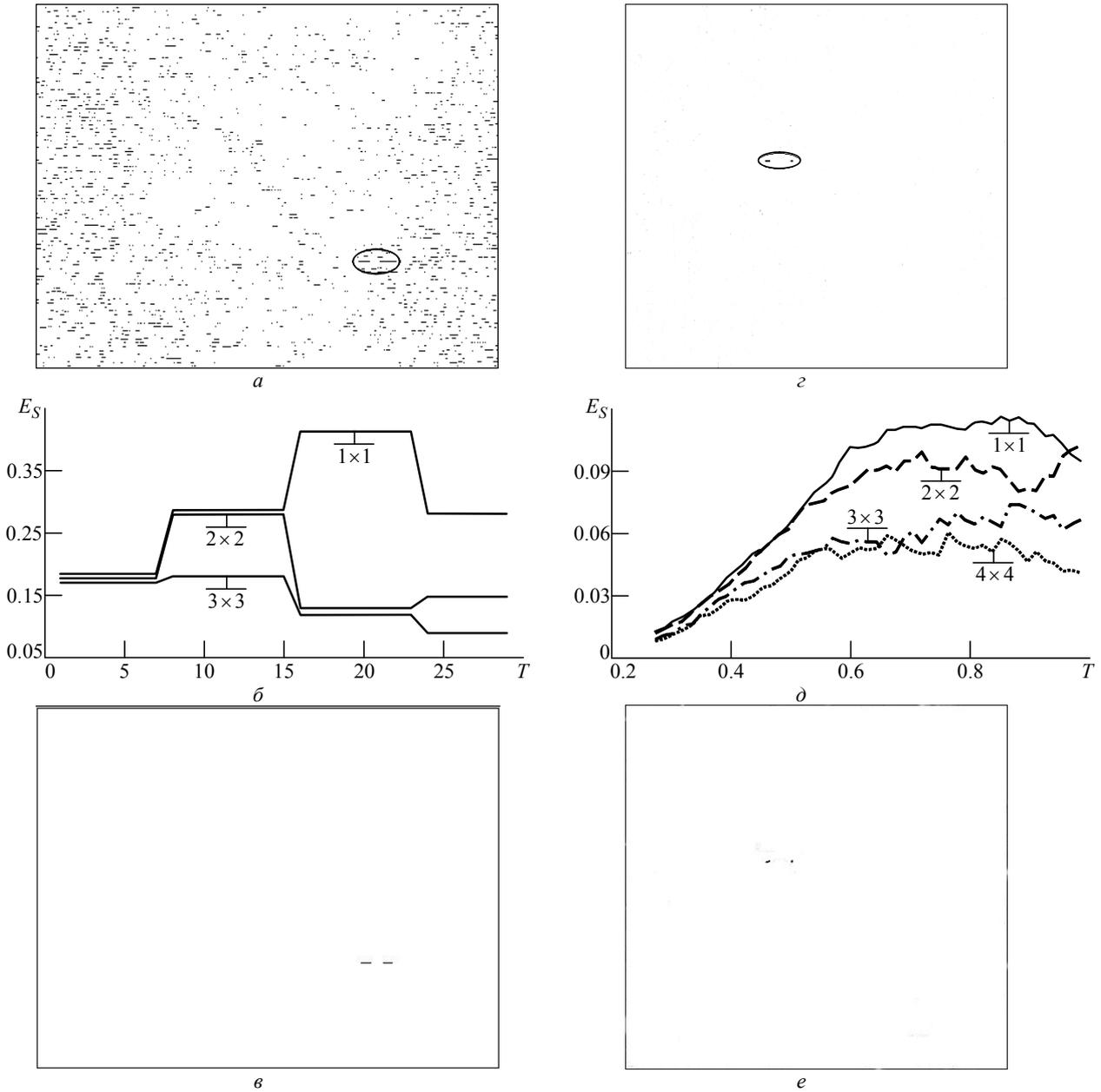


Рис. 14

ставлены на рис. 14, б, д. На кривых указан тип квадратной характеристической маски. Морфологическая обработка заключалась в выделении объектов заданной протяженности.

Результаты выделения объектов интереса приведены на рис. 14, в, е.

Таким образом, в настоящей статье предложен новый алгоритм выделения и локализации мелкомасштабных объектов, включающий предварительную фильтрацию, адаптивную пороговую обработку и морфологический отбор. Для селекции связанных изолированных фрагментов использована соответствующая иерархия. Тип мелкомасштабного протяженного объекта определяется его характеристической маской, полно-

стью накрывающей этот объект. Эффективность выделения мелкомасштабных связанных фрагментов определенного типа на бинарном изображении для заданного значения порога определяется как число пикселей, принадлежащих этим фрагментам, отнесенное к общему числу превышений данного порога. Наилучший пороговый уровень должен обеспечивать наибольшую эффективность выделения фрагментов данного типа.

Эффективность предложенного адаптивного метода установки и регулировки порога проверена моделированием гауссовского поля, а также при обработке реальных изображений, полученных радиолокатором с САР.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Волков В. Ю. Методы дискретной фильтрации и задачи обработки изображений в радиотехнических системах наблюдения / СПбГУТ. СПб., 2013. 144 с.
2. Волков В. Ю. Адаптивные и инвариантные алгоритмы обнаружения объектов на изображениях и их моделирование в Matlab: учеб. пособие. СПб.: Лань, 2014. 191 с.
3. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. М.: Техносфера, 2006. 615 с.
4. Gao Gui. Statistical modeling of SAR images. A Survey // Sensors. 2010. Vol. 10, iss. 1. P. 775–795.
5. Misra A., Kartikeyan B. Denosing techniques for synthetic aperture radar data – a Review // Int. J. Computer Engineering & Technology (IJCET). 2015. Vol. 6, iss. 9. P. 01–11.
6. Айвазян С. А., Енюков И. С., Мешалкин Л. Д. Прикладная статистика. Основы моделирования и первичная обработка данных: справ. изд. М.: Финансы и статистика, 1983. 471 с.
7. Волков В. Ю., Турнецкий Л. С. Пороговая обработка для сегментации и выделения протяженных объектов на цифровых изображениях // Информационно-управляющие системы. 2009. № 5 (42). С. 10–13.
8. Sezgin M., Sankur B. Survey over image thresholding techniques and quantitative performance evaluation. // J. of Electronic Imaging. 2004. Vol. 13, iss. 1. P. 146–165.
9. Volkov V. Segmentation and Extraction of Extensive Objects on Digital Images // Proc. 2009 Intern. conf. on Image Processing, Computer Vision and Pattern Recognition. IPCV2009, Las Vegas, USA, Jul 13–16, 2009. Las Vegas: CSREA Press, 2009. Vol. II. P. 656–662.
10. Volkov V. Thresholding for segmentation and extraction of extensive objects on digital images // Proc. 32 Ann. German Conf. on Artificial Intelligence. KI 2009, Paderborn, Germany, Sept. 15–18, 2009. Berlin: Springer Verlag, 2009. P. 623–630.

Статья поступила в редакцию 28 октября 2016 г.

**Для цитирования:** Волков В. Ю. Адаптивное выделение мелких объектов на цифровых изображениях // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 1. С. 17–28.

**Волков Владимир Юрьевич** – доктор технических наук (1993), профессор (1995) кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича. Автор 200 научных работ. Сфера научных интересов – обработка изображений в системах технического зрения; решение задач приема в условиях априорной неопределенности.  
E-mail: vladimi-volkov@yandex.ru

V. Yu. Volkov

The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications

### Adaptive Extraction of Small Objects in Digital Images

**Abstract.** The problem of detection and localization of various size and shape small-extended objects in electronic surveillance systems using synthetic aperture radar, lidar, infrared and television cameras is discussed. An intensive and non-stationary background is described as the main difficulty in processing. This problem is solved using oriented filtering, adaptive thresholding and morphological analysis. Improved method is proposed for the adaptation of detection threshold based on the analysis of isolated fragments remaining in the image after thresholding.

**Key words:** Filtering, Localization of the Objects in Images, Adaptive Thresholding

### REFERENCES

1. Volkov V. Yu. *Metody diskretnoi filtratsii i zadachi obrabotki izobrazhenii v radiotekhnicheskikh sistemakh nablyudeniya*. [Methods of discrete filtering and image processing in radio surveillance systems]. SPbGUT, Saint Petersburg, 2013, 144 p. (In Russian)
2. Volkov V. Yu. *Adaptivnye i invariantnye algoritmy obnaruzheniya ob'eknov na izobrazheniyakh i ikh modelirovanie v Matlab*. [Adaptive algorithms and invariant object recognition in images and simulation in Matlab]. Saint Petersburg, Lan', 2014, 191 p. (In Russian)
3. Gonsales R. C., Woods R. E., Eddins St. L. Digital image processing using MATLAB. Upper Saddle River, Prentice Hall, 2004, 344 p.
4. Gao Gui. Statistical modeling of SAR images. A Survey. Sensors. 2010, vol. 10, no. 1, pp. 775–795.
5. Misra A., Kartikeyan B. Denosing techniques for synthetic aperture radar data – a Review. Int. J. Computer Engineering & Technology (IJCET). 2015, vol. 6, no. 9, pp. 01–11.
6. Aivazyan S. A., Enyukov J. S., Meshalkin L. D. *Prikladnaya statistika. Osnovy modelirovaniya i pervichnaya obrabotka dannykh* [Fundamentals of modeling and primary data processing]. Moscow, Finance and Statistics, 1983, 471 p. (In Russian)
7. Volkov V. Yu., Turneckiy L. S. Thresholding segmentation and isolation of extended objects in digital images. Information and Control Systems. 2009, no. 5 (42), pp. 10–13. (In Russian)
8. Sezgin M., Sankur B. Survey over image thresholding techniques and quantitative performance evaluation. J. of Electronic Imaging. 2004, vol. 13, no. 1, pp. 146–165.

9. Volkov V. Segmentation and Extraction of Extensive Objects on Digital Images. Proc. 2009 Int. conf. on Image Processing, Computer Vision and Pattern Recognition. IPCV2009. Jul 13–16, 2009, Las Vegas, USA. Las Vegas, CSREA Press, 2009, vol. II, pp. 656–662.

Received October, 28, 2016

10. Volkov V. Thresholding for segmentation and extraction of extensive objects on digital images. Proc. 32 Ann. German Conf. on Artificial Intelligence. KI 2009. Sept. 15–18, 2009, Paderborn, Germany, Berlin, Springer Verlag, 2009, pp. 623–630.

---

**For citation:** Volkov V. Yu. Adaptive Extraction of Small Objects in Digital Images. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossi. Radioelektronika*. [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 1, pp. 17–28. (In Russian)

**Vladimir Yu. Volkov** – D.Sc.in engineering (1993), Professor (1995) of the department of radiosystems and Signal Processing of the Bonch-Bruевич State Telecommunications University (Saint Petersburg). The author of 200 scientific publications. Area of expertise: image processing in computer vision systems; reception under a priori uncertainty conditions.

E-mail: vladimi-volkov@yandex.ru



УДК 621.396.677.33

Г. А. Костиков, П. В. Терентьева

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

## Антенная решетка с переключаемой диаграммой направленности для мобильных коммуникационных систем<sup>1</sup>

*Исследованы характеристики различных архитектур антенных решеток с переключаемой диаграммой направленности (ДН). Представлены результаты проектирования и разработки антенной системы S-диапазона с переключаемой ДН на основе планарных излучателей. Полученное решение минимизирует размеры антенной решетки и неравномерность ДН в азимутальной плоскости при обеспечении требуемого коэффициента усиления антенны. Приведены результаты измерений опытного образца, демонстрирующие возможность увеличения уровня сигнала на входе Wi-Fi-роутера до 10 дБ по сравнению со стандартными антеннами.*

**Антенна с переключаемой диаграммой направленности, Wi-Fi-антенна, S-диапазон, планарная антенна, кольцевая антенная решетка**

**Постановка задачи.** Развитие мобильных коммуникационных систем требует усовершенствования приемопередающего оборудования, позволяющего повысить автономность, электромагнитную совместимость и дальность работы. Возможным направлением улучшения характеристик таких систем является модернизация и оптимизация антенного оборудования.

В современных мобильных телекоммуникационных системах заслуженную популярность приобрели антенны с осесимметричной диаграммой направленности (ДН). К примеру, в [1] предлагается антенная система (АС), в состав которой входит вертикальный вибратор, а в [2] – антенна, выполненная в виде коллинеарной решетки на основе неоднородной ленточной линии. Предложенные решения позволяют обеспечить требуемое качество работы систем, однако имеется потенциал улучшения характеристик за счет изменения формы ДН. В связи с этим заслуживает внимания способ улучшения характеристик коммуникационных систем за счет использования антенн с управляемой ДН. В [3] предложена АС с возможностью управления формой ДН механическим приводом. Однако малая надежность и низкое быстродействие привода ограничивают при-

менение этого способа в современных радиотехнических устройствах. В [4] предложена кольцевая антенна на основе планарных элементов с ортогональными поляризациями и проведено ее электродинамическое моделирование. В литературе не рассмотрено влияние формы излучателя, геометрии решетки и диаграммообразующих схем (ДОС) на характеристики, что затрудняет оценку достижимых характеристик того или иного решения.

В настоящей статье представлены разработка и экспериментальное исследование антенны с переключаемой ДН. Рассмотрены различные варианты реализации излучающего раскрытия и ДОС и выявляются закономерности поведения характеристик кольцевой антенной решетки (КАР) с переключаемой ДН. Исследования проводились электродинамическим моделированием FEM-методом в пакете ANSYS Electromagnetics Suite [5].

**Проектирование антенной системы.** Антенная система представляет собой КАР, излучение каждого элемента которой перекрывает определенный сектор углов. За счет переключения элементов антенна должна обеспечивать работу во всех азимутальных направлениях с требуемым коэффициентом усиления (КУ).

<sup>1</sup> Исследование выполнено при финансовой поддержке Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере (договор № 9906ГУ2015 от 05.04.2016).

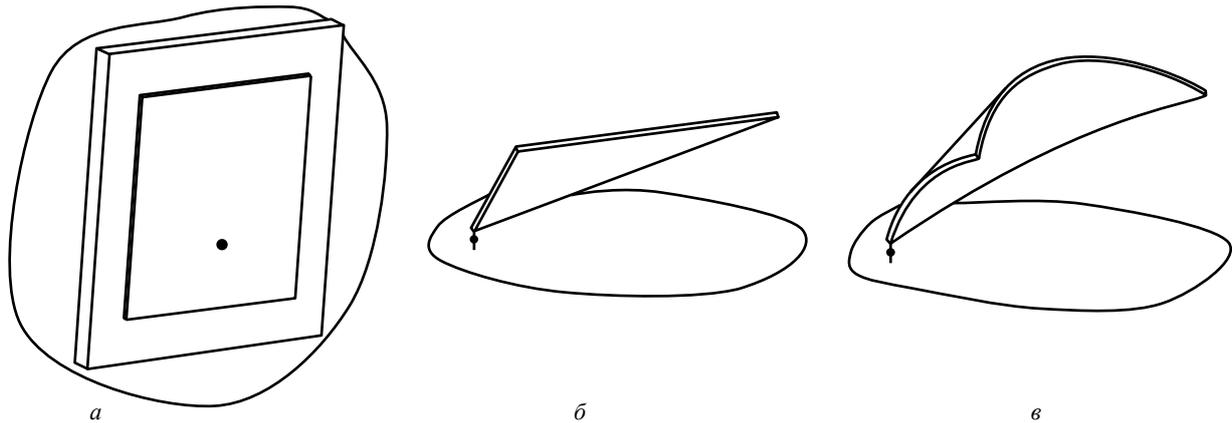


Рис. 1

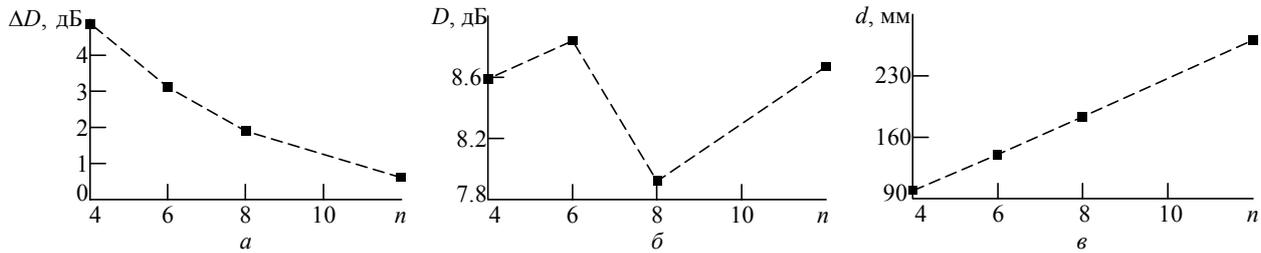


Рис. 2

Исследованы различные виды одиночного излучателя антенной решетки: планарного (рис. 1, *a*), ТЕМ-рупора (рис. 1, *б*) и ТЕМ-рупора модифицированной формы (рис. 1, *в*). Черным маркером на рис. 1 показаны точки подключения к внешним цепям. Подробные результаты анализа этих структур представлены в [6]. В наибольшей степени удовлетворить противоречивые требования к элементу АС способен планарный излучатель (рис. 1, *a*). Наряду с хорошими электрическими характеристиками он компактен и технологичен.

Тем не менее, ДН в азимутальной плоскости при расположении таких излучателей в КАР свойственна неравномерность. На нее влияет количество рабочих секторов АС и ширина главного лепестка (ШГЛ) ДН элемента.

На рис. 2, *a* представлена зависимость неравномерности коэффициента направленного действия (КНД)  $\Delta D$ , на рис. 2, *б* – максимального КНД  $D$  одного излучателя, на рис. 2, *в* – диаметра цилиндра, описывающего антенную решетку  $d$ , от количества излучающих элементов. Результаты

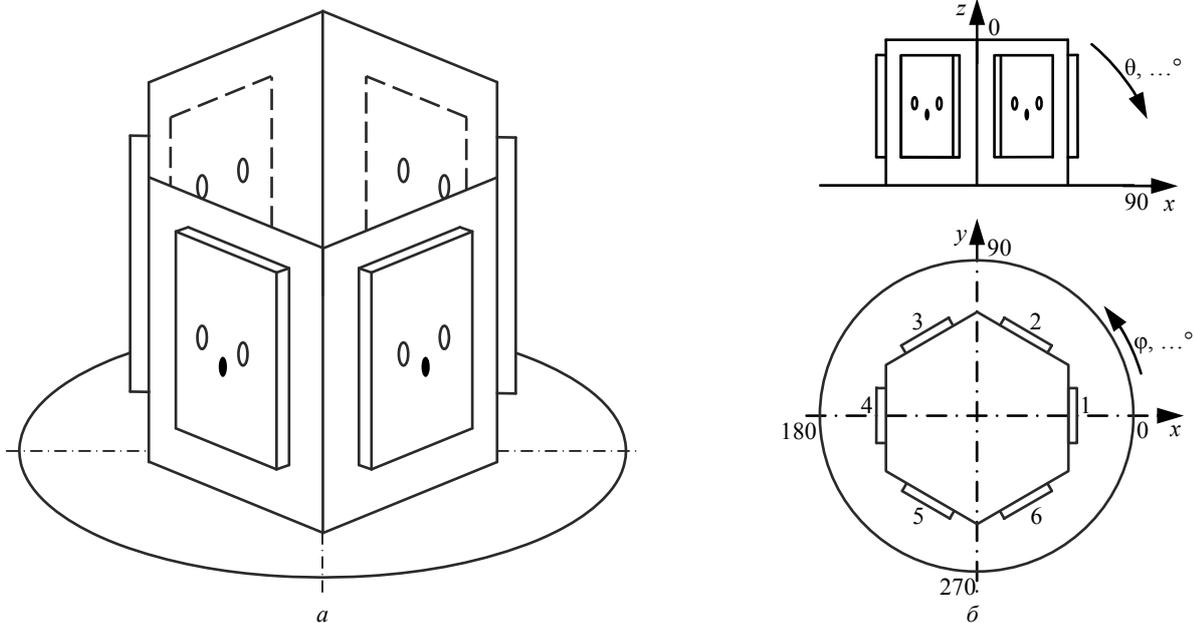


Рис. 3

представлены при расположении антенной решетки в свободном пространстве. Как следует из рис. 2, а, неравномерность КНД с ростом количества элементов падает. Имеющаяся слабая зависимость КНД от количества элементов (рис. 2, б) вызвана эффектами их взаимного влияния.

В результате компромисса между массогабаритными характеристиками, КУ и потерями в ДОС дальнейшему анализу подвергалась шестиэлементная КАР. Форма планарных излучателей была изменена, что позволило уменьшить диаметр решетки при допустимом снижении КУ излучающей структуры. Полученная модель модифицированной шестиэлементной КАР представлена на рис. 3, а, схема расположения планарных элементов – на рис. 3, б. Размеры планарных элементов  $44 \times 73$  мм; диаметр цилиндра, описывающего антенну, 87.5 мм; диэлектрическая проницаемость подложки 1.32; ее толщина 5 мм; диаметр проводящего основания 110 мм.

Проведен электродинамический анализ решетки, размещенной над конечной подстилающей поверхностью с учетом влияния конструктивных элементов. На рис. 4 приведены частотные зависимости модуля коэффициента отражения на вхо-

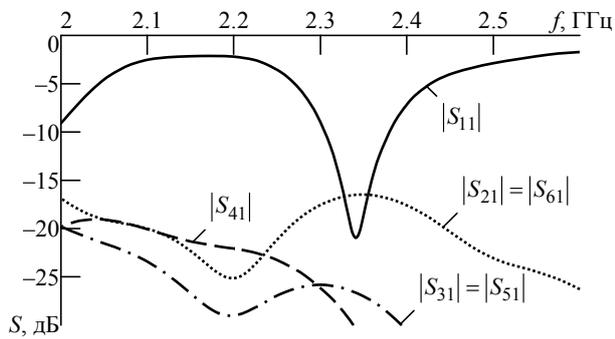
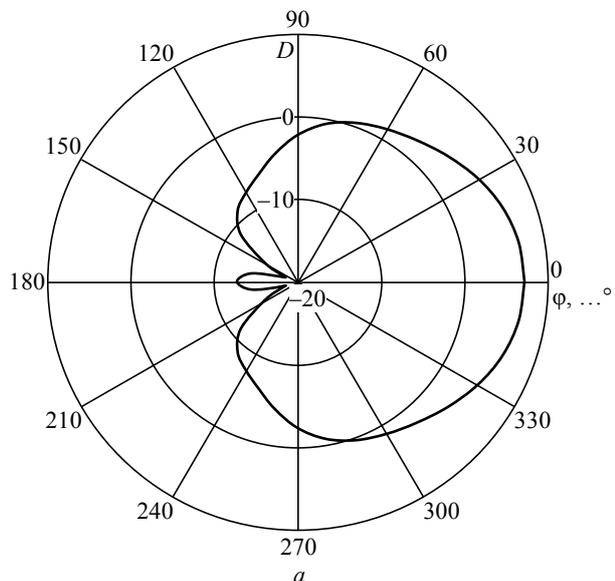


Рис. 4



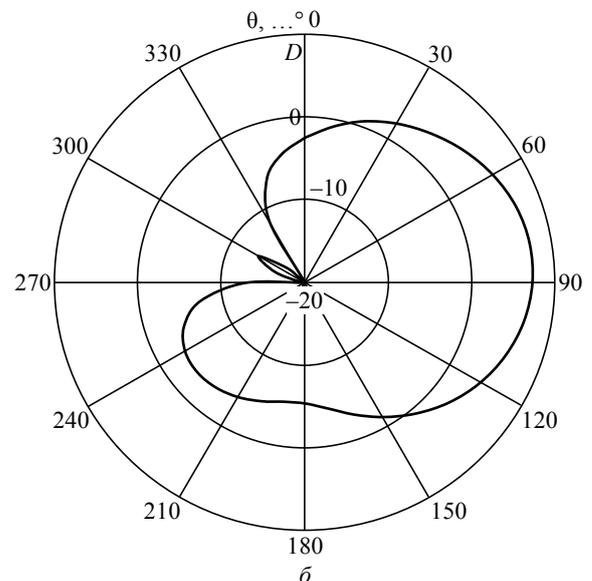
а

де первого элемента  $|S_{11}|$  и коэффициентов передачи между первым излучателем и остальными входами  $|S_{21}| - |S_{61}|$  от частоты, нормированной на центральную частоту диапазона  $f_0 = 2.4$  ГГц. ДН одиночного излучателя в составе АС приведены на рис. 5, а в азимутальной плоскости и на рис. 5, б в угломестной плоскости. Полоса рабочих частот, определенная по уровню  $|S_{11}| < -10$  дБ, составляет 70 МГц, а ШГЛ по уровню  $-3$  дБ равняется  $70^\circ$ .

**Разработка ДОС.** Существует несколько подходов к реализации ДОС. Первый способ подразумевает использование в КАР до четырех излучателей с возможностью совместного излучения двух соседних элементов. ДОС такого типа представлена на рис. 6. Ее элементы – трехдецибелльные синфазные делители 5–8 и СВЧ-переключатели 1–4, 9–12. В каждом делителе мощность сигнала, поступающего с входа, поровну распределяется между выходами. Переключатели обеспечивают как возбуждение одиночного элемента, так и синфазное возбуждение двух соседних излучателей. В первом случае главный лепесток ДН формируется в направлениях, на которых расположены элементы КАР, во втором – между этими направлениями. Переключения в схеме, формирующие главный лепесток ДН в заданном направлении, представлены в таблице.

Второй вариант – поэлементное возбуждение отдельных элементов КАР.

При отсутствии потерь в ДОС близкие значения КУ и неравномерности ДН могут быть получены как в шестиэлементной АС со схемой питания второго типа, так и в четырехэлементной решетке, запитываемой схемой первого типа (рис. 6).



б

Рис. 5

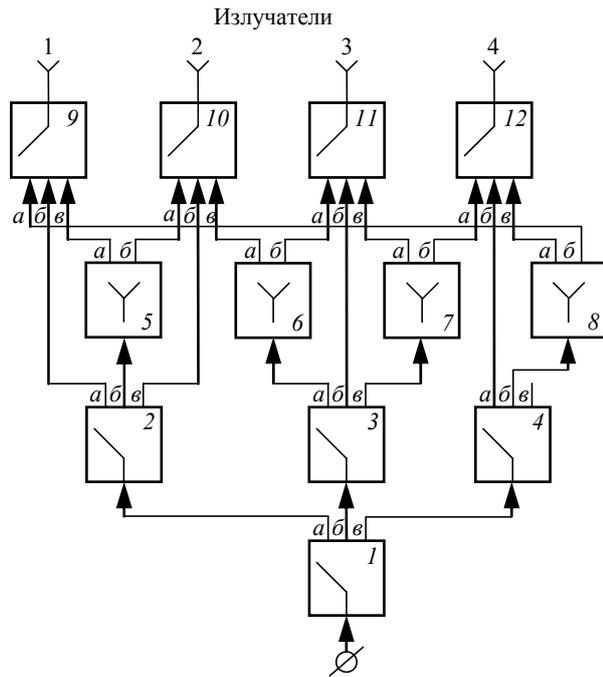


Рис. 6

Азимутальный угол $\varphi$ , ...°	Положения переключателей ДОС	Номер излучателя
0	1а, 2а, 9б	1
45	1а, 2б, 9в, 10а	1, 2
90	1а, 2в, 10б	2
135	1б, 3а, 10в, 11а	2, 3
180	1б, 3б, 11б	3
225	1б, 3в, 11в, 12а	3, 4
270	1в, 4а, 12б	4
315	1в, 4б, 12в, 9а	1, 4

Реальные потери оценены для АС S-диапазона. В ДОС первого типа при использовании переключателей на базе рНЕМТ-транзисторов без суммирования они составили около 2.1 дБ (0.7 дБ на переключатель). При суммировании добавляются 0.2 дБ на делитель и потери составляют 2.3 дБ. В ДОС второго типа при использовании переключателя SKY13418-485LF фирмы "SKYWORKS" возможно подключение до 8 излучающих элементов при вносимых потерях переключателя около 0.7 дБ.

По сравнению со схемой управления первого типа, вторая ДОС имеет очевидный недостаток – отсутствие возможности одновременного возбуждения соседних излучателей, но уровень потерь в ней гораздо меньше. Кроме того, ДОС второго типа более экономически привлекательна и гораздо проще в производстве. С учетом этих факторов для практической реализации АС была выбрана вторая схема ДОС. На рис. 7 приведена фотография платы с установленным переключателем и подводщими кабелями.

Измеренные частотные зависимости модулей коэффициентов отражения  $|S_{ii}|$ ,  $i = \overline{1, 6}$  и пере-

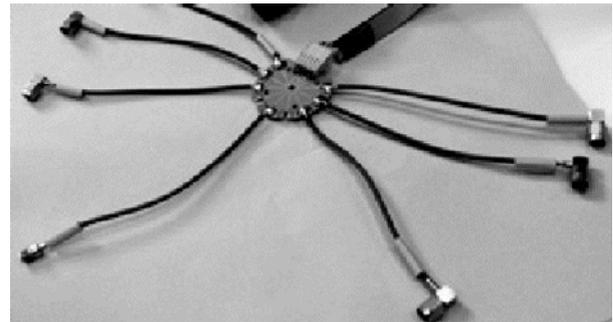


Рис. 7

дачи с входа (обозначен индексом 7) на выходы  $i = \overline{1, 6}$   $|S_{i7}|$  показаны на рис. 8 (цифрами указаны номера портов)<sup>2</sup>. Вносимые потери переключателя в требуемом диапазоне частот с учетом потерь в кабелях и SMA-разъемах составляют 1.2 дБ.

Экспериментальный макет АС показан на рис. 9. Излучатели и элементы изготовлены по технологии лазерной резки. Плата переключателя установлена внутри КАР на расстоянии порядка 10 мм от проводящего основания.

На рис. 10 приведены измеренные на центральной частоте диапазона ( $f/f_0 = 1$ ) ДН излучателей в составе АС. На рис. 11 представлены результаты измерения коэффициентов отражения. Полученные зависимости хорошо совпадают с электродинамическим моделированием (см. кривую  $|S_{11}|$  на рис. 4).

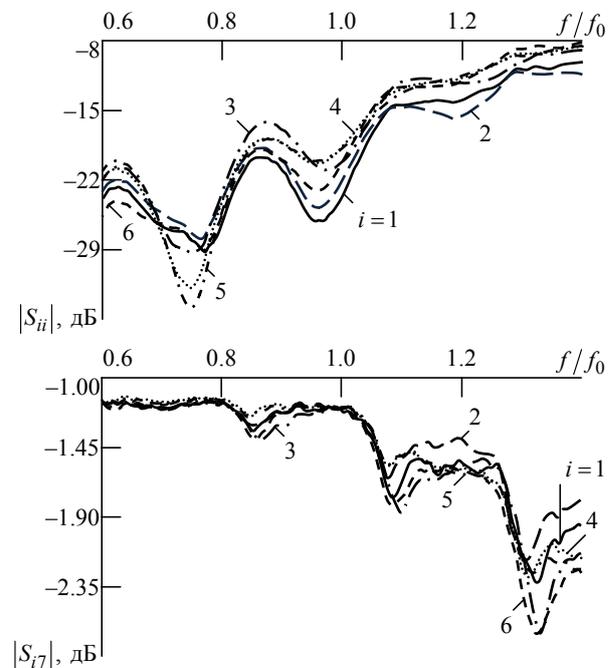


Рис. 8

<sup>2</sup> На рис. 8, 10, 11, 12, б и 13 цифрами указаны номера возбуждаемых портов.

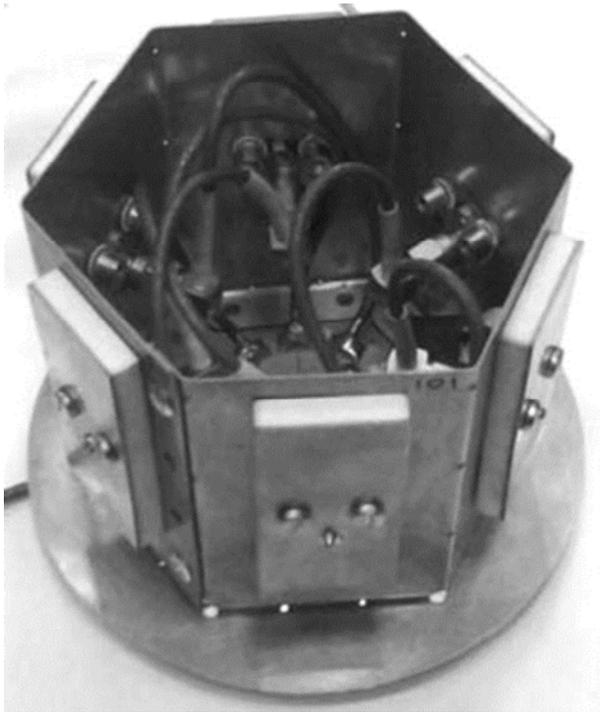


Рис. 9

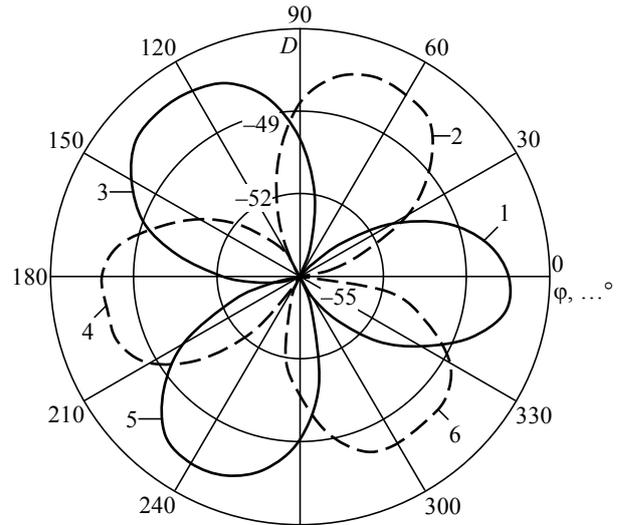


Рис. 10

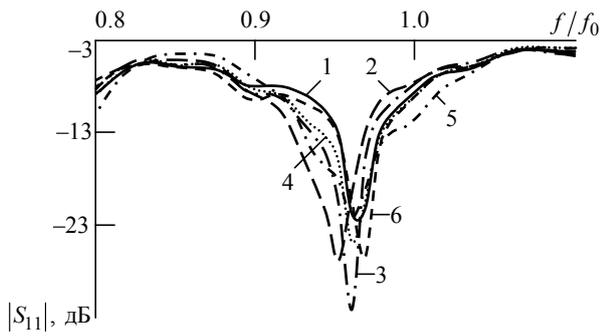


Рис. 11



Рис. 12

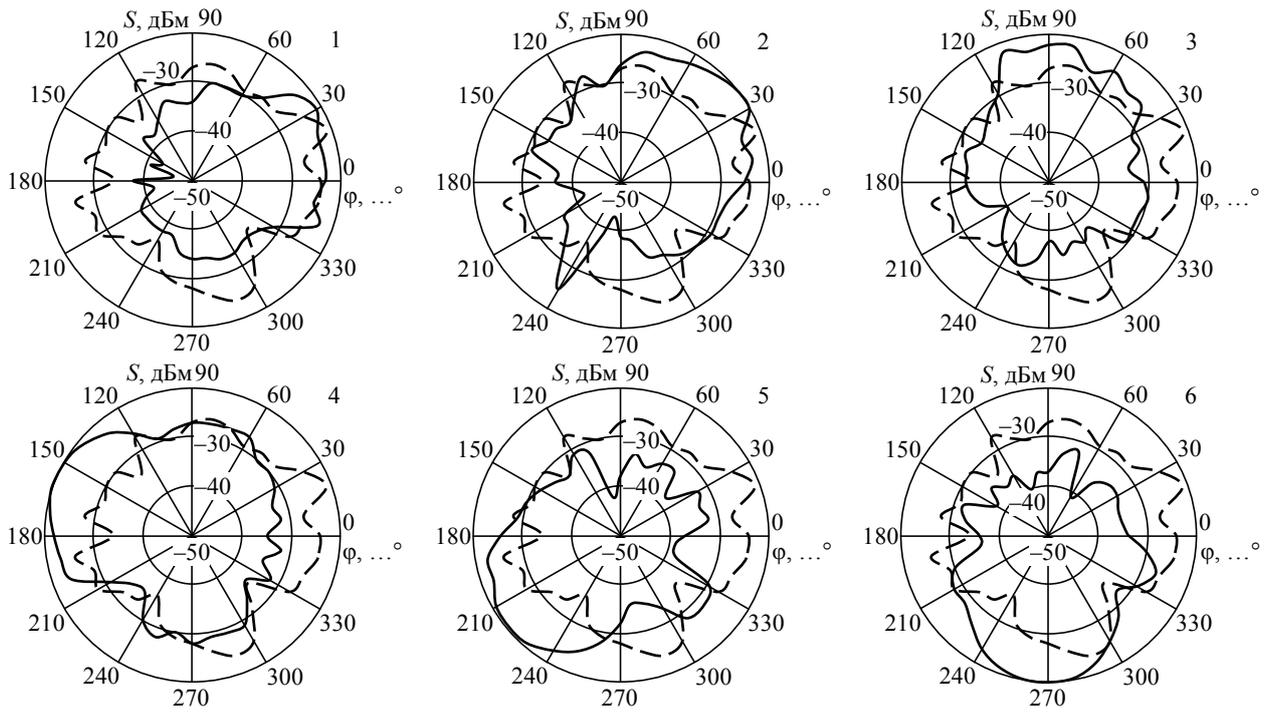


Рис. 13

**Исследование образца АС в составе системы передачи данных Wi-Fi-диапазона.** Оборудование для измерений показано на рис. 12. В качестве приемной использовалась антенна мобильного телефона, источником служил роутер DLink. Посредством специализированного ПО измерялся уровень сигнала при использовании стандартной антенны и разработанного макета. На рис. 13 приведены измеренные ДН каждого элемента решетки (сплошные линии) в сравнении с исходной антенной роутера (штриховая линия). На приведенных зависимостях наблюдается преимущественное формирование максимума ДН в требуемых угловых направлениях. Наибольший выигрыш в уровне сигнала по сравнению со стандартной антенной составляет 8...9 дБм.

В настоящей статье представлено исследование АС с управляемой ДН и выявлены закономерности поведения характеристик в зависимости от вида используемого излучателя и архитек-

туры КАР. Рассмотрены 2 варианта ДОС и выполнено их сравнение по электрическим и технологическим характеристикам.

Реализована шестиэлементная КАР с управляемой ДН на основе планарных излучателей. Изготовлен и экспериментально исследован опытный образец, имеющий следующие характеристики: частотный диапазон  $S$ , относительная полоса рабочих частот 5 %, КУ 6...7 дБ, время переключения 2,2 мкс, максимальная входная мощность 5 Вт.

Проведены исследования разработанной системы в телекоммуникационном канале связи между роутером и мобильным абонентом. Продемонстрирован выигрыш в уровне сигнала в точке приема 8...9 дБм. Данный факт подтверждает возможность заметно повысить автономность, улучшить электромагнитную совместимость и повысить дальность работы при использовании антенн этого типа.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пат. РФ 2101810 С1 МПК H01Q9/18. Вертикальный коаксиальный вибратор / А. С. Варюхин, В. Д. Жиряков, О. В. Попов, Д. Н. Селин, В. П. Чернолес. Опубл. 10.01.1998.

2. Пат. РФ 2177661 С1 МПК H01Q11/02. Антенна с круговой диаграммой направленности в азимутальной плоскости / В. Д. Двуреченский, З. Л. Винницкий, А. Ю. Федотов. Опубл. 27.12.2001.

3. Wi-Fi роутеры. URL: <http://www.tp-link.ru/products/list-9.html> (дата обращения: 18.09.2016).

4. D-Link. URL: <http://www.dlink.ru/r/products /2/461.html> (дата обращения: 18.09.2016).

5. ANSYS HFSS. URL: <https://www.cadferm-cis.ru/products/ansys/electronics/hfss> (дата обращения: 12.01.2017).

6. Development and Experimental Investigation of Smart Antennas for Unmanned Aerial Vehicles / M. Sugak, S. Ballandovich, P. Terentieva, G. Kostikov // Proc. of the 2016 IEEE NW Russia Section Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conf., Saint Petersburg, Febr. 2-3, 2016. SPb.: SPbLETI publ. P. 486-489.

Статья поступила в редакцию 24 октября 2016 г.

**Для цитирования:** Костиков Г. А., Терентьева П. В. Антенная решетка с переключаемой диаграммой направленности для мобильных коммуникационных систем // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 1. С. 29-35.

**Костиков Григорий Александрович** – кандидат технических наук (2007), доцент кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – техническая электродинамика; антенно-фидерные устройства. Тел.: 8 (812) 346-33-96. E-mail: [gakostikov@gmail.com](mailto:gakostikov@gmail.com)

**Терентьева Полина Викторовна** – студентка 2-го курса магистратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), сотрудник кафедры радиоэлектронных средств указанного университета, сотрудник АО НИИ радиотехники и телекоммуникаций (Санкт-Петербург). Автор 15 научных работ. Сфера научных интересов – антенно-фидерные устройства. Тел.: +7 (904) 645-94-31. E-mail: [teterevinsky.pol@gmail.com](mailto:teterevinsky.pol@gmail.com)

G. A. Kostikov, P. V. Terentyeva  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

## Antenna Array with Switchable Radiation Pattern for Mobile Communications Systems

**Abstract.** The characteristics of different architectures antenna arrays with switchable radiation pattern (RP) are investigated. The results of design and development of S-band antenna systems with switchable RP based on planar emitters are presented. The obtained solution minimizes the size and the irregularity of RP in the azimuth plane while providing the required antenna gain. The results of measurements of a prototype are given that demonstrate the possibility of Wi-Fi router input signal increasing up to 10 dB compared to standard antennas.

**Key words:** Antenna with Switchable Radiation Pattern, Wi-Fi-Antenna, S-Band, Planar Antenna, Circular Antenna Array

## REFERENCES

1. Varyukhin A. S., Zhiryakov V. D., Popov O. V., Selin D. N., Chernoles V. P. Vertikal'nyi koaksial'nyi vibrator [Vertical coaxial vibrator]. Pat. RF, no. 2101810 C1. IPC H01Q9. Publ. 10.01.1998.
2. Dvurechensky V. D., Vinnitsa Z. L., Fedotov A. Y. Antenna s krugovoi diagrammoi napravlenosti v azimutal'noi ploskosti [Antenna omnidirectional in azimuth] Pat. RF, no. 2177661 C1. IPC H01Q11/02. Publ. 27.12.2001.
3. Wi-Fi routery [routers]. Available at: <http://www.tp-link.ru/products/list-9.html> (accessed 18 September 2016).
4. D-Link. Available at: <http://www.dlink.ru/r/products/2/461.html> (accessed 18 September 2016).
5. ANSYS HFSS. Available at: <https://www.cadfeem-cis.ru/products/ansys/electronics/hfss> (accessed 12 January 2017).
6. Sugak M., Ballandovich S., Terentjeva P., Kostikov G. Development and Experimental Investigation of Smart Antennas for Unmanned Aerial Vehicles. Proc. of the 2016 IEEE NW Russia Section Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conference. Saint Petersburg, Febr. 2–3, 2016, SPb, SPbLET1 publ, pp. 486–489.

Received October, 24, 2016

**For citation:** Kostikov G. A. Terentyeva P. V. Antenna Array with Switchable Radiation Pattern for Mobile Communications Systems. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 1, pp. 29–35. (In Russian)

**Grigori A. Kostikov** – Ph.D. in engineering (2007), Associate Professor of the department of Theoretical Basics of Radio Engineering of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: technical electrodynamics; antenna-feeder devices.

E-mail: [gakostikov@gmail.com](mailto:gakostikov@gmail.com)

**Polina V. Terentyeva** – 2nd year Master's Degree student of the Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", member of the Department of Radio Equipment Systems of the university member of the Research Institute for Radio Equipment and Telecommunications (Saint-Petersburg). The author of 15 scientific publications. Area of expertise: antenna-feeder devices.

E-mail: [teterevinsky.pol@gmail.com](mailto:teterevinsky.pol@gmail.com)

УДК 621.371

А. Д. Григорьев, Б. О. Джалилов  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Сравнение методов электрической перестройки антенн для сотовых телефонов

*Описаны методы электрической перестройки рабочего диапазона частот антенны для мобильных телефонов, работающих в нескольких диапазонах частот LTE. Предложена антенна типа PIFA, содержащая высокочастотные и низкочастотные ветви. Элементы перестройки частоты подключены к низкочастотной ветви. Предложенная антенна работает на одной из четырех низкочастотных полос в зависимости от состояния переключающего элемента, сохраняя при этом настройку в диапазоне высоких частот. В качестве переключателя использованы переменный цифровой конденсатор, варактор и  $p-i-n$ -диод. Сравнение результатов моделирования показало, что диод обеспечивает наилучшую производительность, имея КПД 36...60 % в низкочастотных диапазонах и 78 % в высокочастотном диапазоне. Компьютерное моделирование антенны проведено с помощью программы RFS.*

### Антенна, переменный конденсатор, варактор, $p-i-n$ -диод, компьютерное моделирование

Конструкторы антенных систем для современных мобильных телефонов сотовой связи столкнулись с серьезными техническими проблемами, поскольку антенна, с одной стороны, должна быть многофункциональной и эффективной, а с другой –

иметь небольшие размеры и быть технологичной. Антенны сотового телефона также должны поддерживать несколько стандартов беспроводной связи, включая GSM 850/900 и DCS/PCS/WCDMA, а также стандарт LTE, который в последнее время широко

применяется в системах мобильной связи четвертого поколения, так как обеспечивает более высокую пропускную способность системы и максимальную скорость передачи данных.

В табл. 1 приведены несколько диапазонов частот, часто используемых в стандартных системах LTE. Как правило, телефон работает одновременно в низкочастотных (НЧ) и высокочастот-

Таблица 1

Название диапазона	Центральная частота, МГц	Диапазон частот, МГц
B17	725.0	704...746
B13	766.5	746...787
B20	826.5	791...862
B5–B8	892.0	824...960
B7	2595.0	2500...2690

ных (ВЧ) диапазонах. Создать широкополосную малогабаритную антенну, эффективно работающую во всех указанных диапазонах, невозможно. Использование нескольких антенн, настроенных на различные диапазоны, неэффективно из-за отсутствия свободного места в телефоне. Более эффективно применять перестраиваемую антенну, которую можно с успехом использовать в системах мобильной связи. Ее характеристики могут быть приспособлены для достижения селективности по частоте, по ширине полосы, а также поляризации и коэффициенту усиления. Это приводит к значительному сокращению общего размера многополосных систем беспроводной связи.

Для перестройки рабочей частоты антенны можно использовать переменные цифровые конденсаторы (ПЦК), варакторные диоды (ВД),  $p-i-n$ -диоды или микроэлектромеханические системы.

В антенне [1] использован копланарный волновод, нагруженный переключатель конденсаторов, выполненный по технологии микроэлектромеханических систем (МЭМС). Однако высокие значения управляющего тока, необходимость малых размеров антенны и сложность изготовления делают этот метод малоприменимым для рассматриваемого применения.

Два прототипа антенны на базе КМОП- и МЭМС-технологий с различными размерами рассматриваются и сравниваются в [2]. Для перестройки антенны были также использованы ПЦК. Результаты показали, что антенна с ПЦК работает с большей эффективностью, чем антенна с МЭМС-переключателем. К сожалению, полоса пропускания в обоих случаях является довольно узкой.

Антенна, перестраиваемая варактором в диапазоне 1.9...2.1 ГГц, также описана в работе [2]. Однако эта антенна не совместима со стандартом LTE.

В работе [3] рассмотрена PIFA-антенна, перестраиваемая с использованием  $p-i-n$ -диода. Антенна может быть настроена на разные диапазоны частот переключением диода. Когда  $p-i-n$ -диод находится в выключенном состоянии, антенна настроена на полосу НЧ. Если  $p-i-n$ -диод включен, антенна настраивается на полосы USPCS и WiMAX. Описанная антенна имеет сравнительно большой размер, что ограничивает ее использование в современных мобильных телефонах.

В настоящей статье описана сконструированная авторами электрически перестраиваемая антенна типа PIFA, содержащая две ветви, одна из которых настроена на ВЧ-диапазон В7, а другая – на НЧ-диапазоны В5...В20 (рис. 1). Антенна содержит металлизированное основание 1; ВЧ-ветвь 2 и НЧ-ветвь 3, между которыми включена развязывающая LC-цепь 6 и элемент перестройки частоты 7. Порт, согласующие цепи и элемент перестройки расположены на плате (носителе) из FR4 8, а сама антенна – на внутренней поверхности крышки телефона. Антенна возбуждается источником напряжения (портом) 4 через согласующую LC-цепь 5. Печатная плата имеет размеры обычного мобильного телефона. Элемент перестройки частоты подключен к НЧ-ветви. Расстояние от заземленного конца антенны до элемента перестройки оптимизировалось с помощью программы RFS.

Для перестройки резонансной частоты антенны использовались ПЦК типа PE2304 фирмы "Peregrine Semiconductors" [4] (эквивалентная схема приведена на рис. 2, а), варактор типа SMV2022 фирмы "Skyworks" [5] (эквивалентная схема – рис. 2, б) и 2  $p-i-n$ -диода типа HSMP4820 фирмы "Hawlett Packard" [6] (эквивалентные схемы: в открытом состоянии – рис. 2, в, в закрытом – рис. 2, г). Значения параметров эквивалентных схем приведены в табл. 2, 3 и 4 соответственно. Параметр  $s$  определяет состояние ПЦК и принимает значения 0...31.

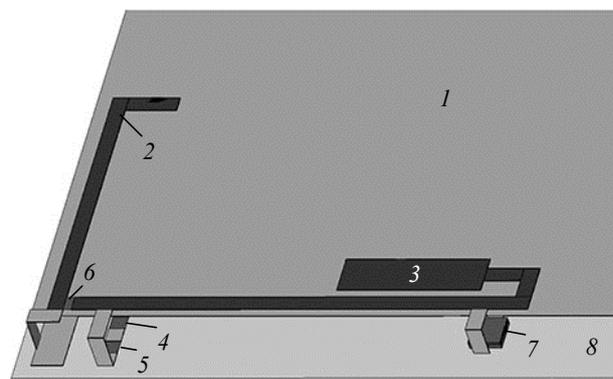


Рис. 1

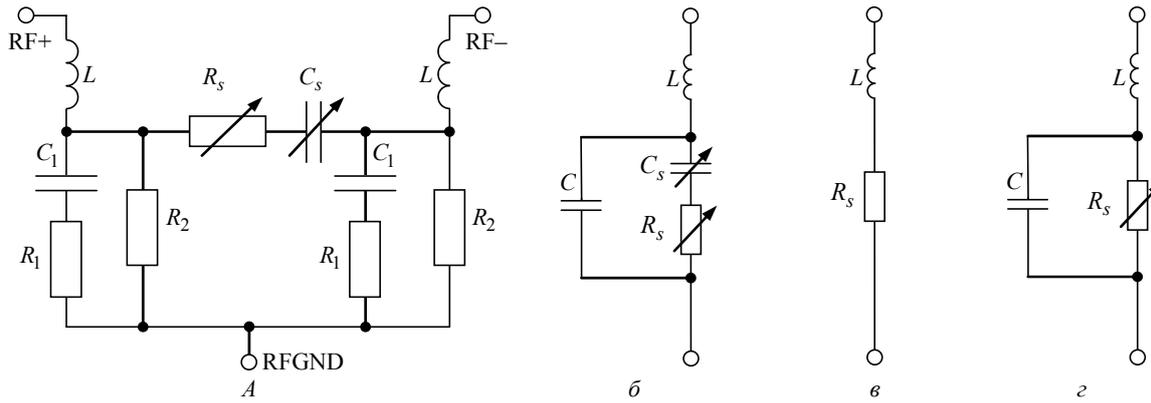


Рис. 2

Таблица 2

Параметр	Значение	Параметр	Значение
$C_s$ , пФ	$0.129s + 0.6$	$R_2$ , кОм	10.00
$R_s$ , Ом	$\frac{20}{s + 20/(s + 0.7)} + 0.7$	$C_1$ , пФ	0.50
$R_1$ , Ом	7.00	$L$ , нГн	0.27

Таблица 3

Параметр	Значение	Параметр	Значение
$L$ , нГн	1.5	$C_s(u)$ , пФ	0.73...7.5
$C$ , пФ	0.17	$R_s(u)$ , Ом	2.1...5.5

Таблица 4

Параметр	Состояние $p-i-n$ -диода	
	Открытое	Закрытое
	Значение	
$L$ , нГн	0.75	0.75
$C$ , пФ	–	0.8
$R_s$ , кОм	0.6	2500

На рис. 3, а–в показаны частотные зависимости коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) на зажимах порта при управлении с помощью ПЦК, варактора и  $p-i-n$ -диода соответственно. Как видно, с помощью всех указанных элементов перестройки можно достичь переключения между частотами 724, 775, 827, 892 МГц, что соответствует заданным LTE-диапазонам. Положение ВЧ-полосы при такой перестройке практически не меняется. КСВН в НЧ- и ВЧ-диапазонах не превосходит 3.

При использовании ПЦК указанные резонансные частоты достигаются при значениях параметра  $s = 29, 16, 7$  и  $2$  (рис. 3, а). Ширина полосы в НЧ-диапазонах составляет 7.8...10.6%, а в ВЧ-диапазоне – 9.2%.

Перестройка антенны с помощью варактора достигается изменением подаваемого на него запирающего напряжения в интервале  $-8.5...-1$  В, что соответствует изменению емкости от 5 до 1.35 пФ (рис. 3, б, табл. 3). Необходимая перестройка в НЧ-диапазоне сопровождается небольшим смещением настройки в ВЧ-диапазоне. Полоса пропускания в НЧ-диапазонах достигает 11.6%, в ВЧ-диапазоне – 8.9%.

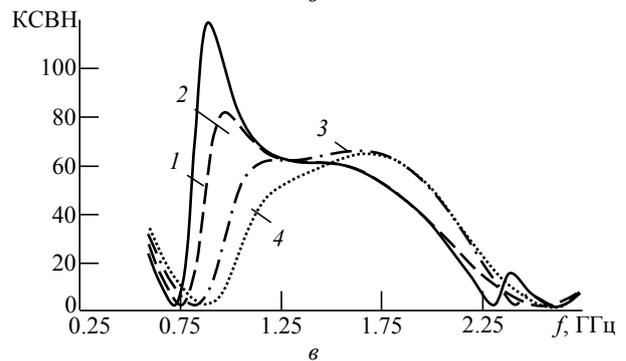
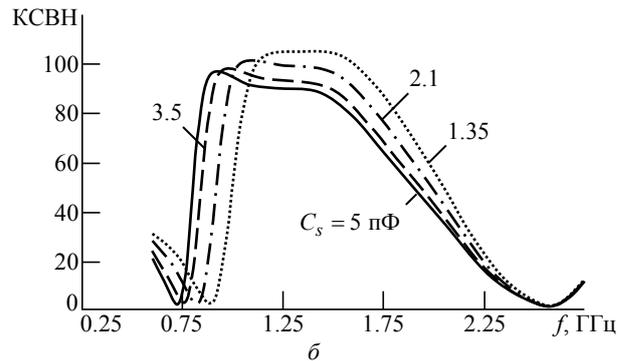
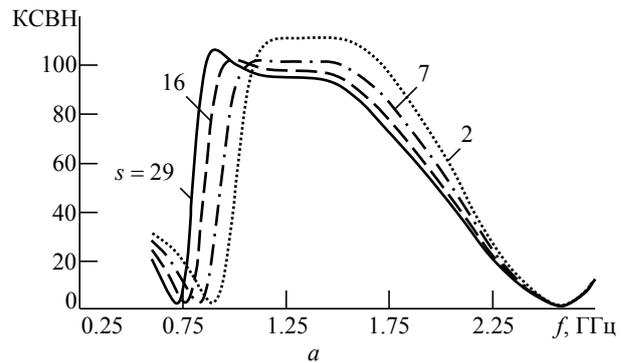


Рис. 3

Для переключения между необходимыми НЧ-диапазонами могут быть использованы также 2  $p-i-n$ -диода, включенных последовательно с конденсаторами емкостью 11 пФ (первый диод) и 15 пФ (второй диод) (рис. 3, в). В открытом состоянии  $p-i-n$ -диод имеет низкое сопротивление 0.6 Ом при токе 10 мА. В закрытом – высокое сопротивление и необходимую емкость (табл. 4). Состояние диодов при

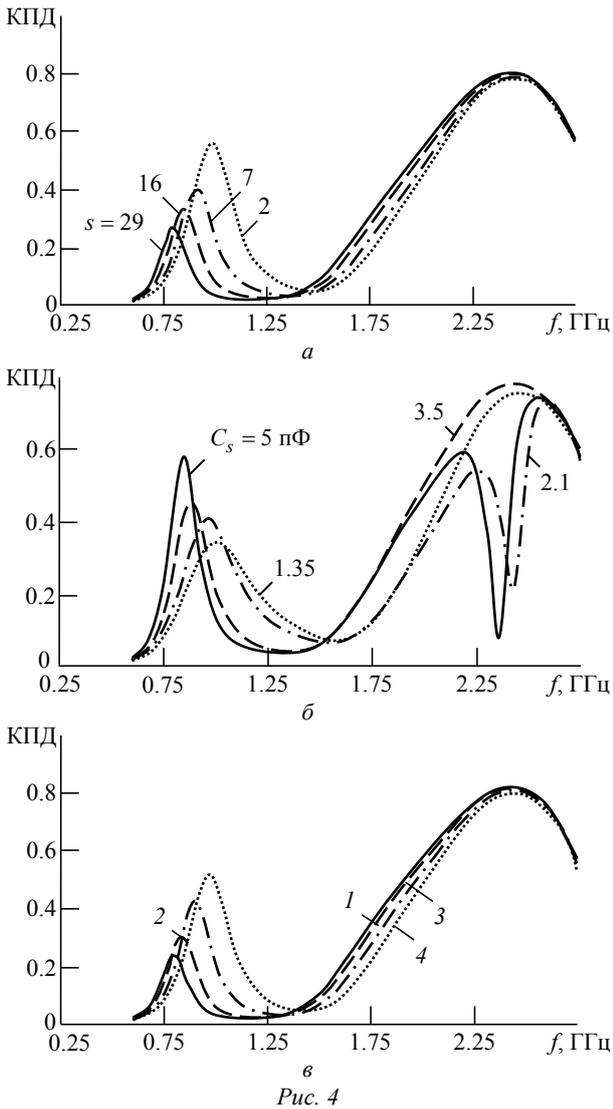


Рис. 4

настройках, соответствующих кривым на рис. 3, в, отражено в табл. 5. Ширина полосы в НЧ-диапазонах составляет 12–19,4 %, в ВЧ-диапазоне – 12,2 %, что соответствует стандарту LTE.

На рис. 4 приведены зависимости радиационного КПД антенны от частоты. Радиационный КПД антенны с использованием ПЦК составляет в НЧ-диапазонах 27–56 %, в ВЧ-диапазоне достигает 80 % (рис. 4, а). При использовании варактора эти значения составляют 20–57 % и 80 % соответственно (рис. 4, б). Наилучшие результаты получены в схеме с *p-i-n*-диодами: КПД антенны увеличивается с ростом частоты от 36–60 % в области НЧ до 78 % на ВЧ (рис. 4, в, состояние диодов для отдельных кривых соответствует табл. 5).

Таблица 5

Кривая (рис. 3, в)	Состояние диодов	
	Диод 1	Диод 2
1	Открыт	Открыт
2	Закрыт	Открыт
3	Открыт	Закрыт
4	Закрыт	Закрыт

Сравнение описанных способов перестройки показывает, что наилучшие результаты по КПД достигаются с помощью схемы управления на *p-i-n*-диодах, однако ее недостатком является большое потребление тока диодами в открытом состоянии (10 мА) при малом напряжении (0,4 В). Такое сочетание параметров требует отдельного источника питания, хотя и достаточно малой мощности. В связи с этим схема с варактором представляется более перспективной, так как обеспечивает требуемую ширину полосы пропускания во всех диапазонах при несколько меньших значениях КПД. Использование более совершенных типов варакторов (например, с гетеропереходами) позволит увеличить КПД антенны, доведя его до уровня схемы с *p-i-n*-диодами.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Frequency Tunable Microstrip Patch Antenna Using RF MEMS Technology / E. Erdil, K. Topalli, M. Unlu, O. A. Civi, T. Akin // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 2007. Vol. 55, iss. 4. P. 1193–1196.  
 2. Multiband Frequency Reconfigurable 4G Handset Antenna with MIMO Capability / J. Ilvonen, R. Valkonen, J. Holopainen, V. Viikari // Progress In Electromagnetics Research. 2014. Vol. 148. P. 233–243.  
 3. A Reconfigurable PIFA Using a Switchable PIN-Diode and Fine-Tuning Varactor for USPCS/WCDMS/m-WiMAX/ WLAN / J. H. Lim, G. T. Black, Y. I. Ko, C. W. Song,

T. Y. Yun // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 2010. Vol. 58, iss. 7. P. 2404–2411.  
 4. URL: <http://www.psemi.com/products/digitally-tunable-capacitors-dtc> (дата обращения: 15.01.2017).  
 5. URL: <http://www.skyworksinc.com/Product/571/SMV2022-004LF> (дата обращения: 15.01.2017).  
 6. URL: <http://www.avagotech.com/docs/AV02-1395EN> (дата обращения: 15.01.2017).  
 7. Григорьев А. Д., Салимов Р. В., Тихонов Р. И. Моделирование антенн сотовых телефонов методом векторных конечных элементов // Радиотехника и электроника. 2012. Т. 57, вып. 3. С. 261–270.

Статья поступила в редакцию 8 ноября 2016 г.

Для цитирования: Григорьев А. Д., Джалилов Б. О. Сравнение методов электрической перестройки антенн для сотовых телефонов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 1. С. 35–39.

**Григорьев Андрей Дмитриевич** – доктор технических наук (1985), профессор (1989) кафедры радиотехнической электроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 150 научных работ, в том числе двух учебников и двух монографий. Сфера научных интересов – электроника и техника СВЧ; вычислительная электродинамика.

E-mail: adgrigoriev@eltech.ru

**Джалилов Бахромжон Одилжонович** – магистр по направлению "Электроника и микроэлектроника" (2013), аспирант кафедры радиотехнической электроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор одной научной публикации. Область научных интересов – техника СВЧ; телекоммуникационная техника.

E-mail: bahrom3909@mail.ru

A. D. Grigoriev, B. Djalilov  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

## Comparison of Antennas Electrical Tuning Methods for Mobile Applications

**Abstract.** *The various methods of antenna electrical tuning for mobile handsets working in several LTE frequency bands are described. The PIFA-type antenna containing high and low frequency branches is proposed. A tuning element is connected to the low-frequency branch. The proposed antenna operates at one of four low-frequency bands depending on the tuning element switching states, keeping tuning to the high-frequency band. A digitally tunable capacitor, a varactor and a p-i-n diode are used as a tuning element. Comparison of simulation results demonstrates that the p-i-n diode provides the best performance showing antenna radiation efficiency 36...60 % in the low frequency bands and 78 % in the high frequency band. The antenna simulation is performed by RFS computer code.*

**Key words:** Antenna, Variable Capacitor, Varactor, p-i-n-Diode, Computer Simulation

## REFERENCES

1. Erdil E., Topalli K., Unlu M., Civi O. A., Akin T. Frequency Tunable Microstrip Patch Antenna Using RF MEMS Technology. *IEEE Trans. on Ant. and Prop.* 2007, vol. 55, no. 4, pp. 1193–1196.
2. Ilvonen J., Valkonen R., Holopainen J., Viikari V. Multiband Frequency Reconfigurable 4G Handset Antenna with MIMO Capability. *Progress In Electromagnetics Research.* 2014, vol. 148, pp. 233–243.
3. Lim J. H., Black G. T., Ko Y. I., Song C. W., Yun T. Y. A Reconfigurable PIFA Using a Switchable PIN-Diode and Fine-Tuning Varactor for USPCS/WCDMS/m-WiMAX/ WLAN. *IEEE Trans. on Ant. and Prop.* 2010, vol. 58, no. 7, pp. 2404–2411.
4. Available at: <http://www.psemi.com/products/digitally-tunable-capacitors-dtc> (accessed 15 January 2017).
5. Available at: <http://www.skyworksinc.com/Product/571/SMV2022-004LF> (accessed 15 January 2017).
6. Available at: <http://www.avagotech.com/docs/AV02-1395EN> (accessed 15 January 2017).
7. Grigoriev A. D., Salimov R. V., Tikhonov R. I. Simulation cell phone antennas by vector finite element. *Radiotekhnika i elektronika.* 2012, vol. 57, no. 3, pp. 261–270. (In Russian)

Received November, 8, 2016

**For citation:** Grigoriev A. D., Djalilov B. Comparison of Antennas Electrical Tuning Methods for Mobile Applications. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika.* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 1, pp. 35–39. (In Russian)

**Andrey D. Grigoriev** – D.Sc. in engineering (1985), Professor (1989) of the department of Radio Engineering Electronics of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: microwave electronics and microwave equipment; computing electrodynamics.

E-mail: adgrigoriev@eltech.ru

**Bakhromjon Djalilov** – Master's Degree in electronics and microelectronics (2013), the post-graduate student of the department of Radio Engineering Electronics of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of one scientific publication. Area of expertise: UHF technology; telecommunication technology.

E-mail: bahrom3909@mail.ru



УДК 004.94

Вьет Нгуен Дык, А. С. Тамазян  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Модель сетевого трафика на основе суперпозиции однородных потоков пользовательских запросов

*Рассмотрено выделение пользовательских сессий из сетевого трафика. Выполнен статистический анализ межсессионных интервалов в канале инфокоммуникационной сети. Предложено описание распределений межсессионных интервалов  $q$ -экспоненциальным распределением. Предложена модель агрегированного трафика инфокоммуникационной сети на основе суперпозиции потоков данных коротких по длительности фрагментов трафика и доказана ее применимость на примере эмпирических данных.*

### Инфокоммуникационная сеть, сетевой канал, сетевой трафик, моделирование, суперпозиция

Понимание принципов, лежащих в основе сложной динамики пользовательской активности в инфокоммуникационных сетях, является одной из наиболее актуальных задач при их разработке и эксплуатации. Ранее было показано [1], что агрегированный сетевой трафик обладает сильной нелинейностью, в связи с чем традиционная пуассоновская модель, основанная на случайной динамике обращения к информации, в данном случае неприменима.

В настоящей статье проанализированы данные, полученные из двух источников. Первый источник – записи трафика канала опорной сети WIDE, соединяющей большое число университетов и научно-исследовательских центров Японии с вышестоящим интернет-провайдером (sample-point-F), собранные в рамках WIDE Project, свободно распространяемые в сети для научно-исследовательских целей [2]. Для анализа были выбраны данные за 9 полных дней, а именно записи трафика с 18.03.2008 по 20.03.2008, с 30.09.2009 по 04.02.2009 и с 13.04.2010 по 14.04.2010 гг. Второй набор данных был собран с канала, соединяющего локальную сеть общежития Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" с интернет-провайдером. Как и в первом случае, было отобрано 9 записей трафика, а именно данные с 17.03.2015 по 18.03.2015, с 16.04.2015 по 19.04.2015 и с 26.04.2016 по 28.04.2016 гг.

Исходные данные трафика были обработаны программой "tshark" для получения списка TCP-пакетов, переданных через канал, включая время прибытия пакета, IP-адрес пользователя–получателя и размер пакета. Затем они были отсортированы по IP-адресам получателей, что позволило выделить пакеты, связанные с активностью каждого пользователя. В каждой такой группе пакеты сгруппировывались с межпакетным интервалом менее 1 с, что ниже типичного времени реакции конечного пользователя, в единую сессию. Межпакетный интервал, превышающий 1 с, считался разрывом между двумя отдельными сессиями.

Каждая сессия описывалась временем начала, числом пакетов в ней и объемом переданной информации, равным сумме объемов всех пакетов, переданных за время этой сессии. Таким образом, данные трафика были переведены с пакетного на сессионный уровень. Данная процедура применяется при анализе активности пользователей в сети для исключения влияния технических факторов организации сети [3]. На сессионном уровне также возможно сравнение статистических характеристик трафика инфокоммуникационных сетей различного масштаба.

Для большинства каналов инфокоммуникационных сетей в динамике их трафика ярко выражен дневной тренд, вызванный повышенной активностью во время рабочих и вечерних часов и пониженной активностью в ночные часы. Один

из распространенных методов работы с дневными трендами состоит в том, чтобы описать их отдельно от флуктуаций трафика детерминированной моделью. В агрегированном трафике форма тренда может быть оценена усреднением по кратковременным фрагментам, взятым в одно и то же время за различные дни [4]. Другой метод – анализ статистических свойств трафика для каждого кратковременного фрагмента отдельно. В этом случае длительность фрагмента трафика должна быть выбрана таким образом, чтобы в большинстве случаев его динамика в одном фрагменте значительно не изменялась. Тогда в первом приближении можно пренебречь флуктуациями интенсивности поступления пользовательских запросов в одном фрагменте и охарактеризовать каждый фрагмент средней интенсивностью поступления пользовательских запросов. Так как сессионный интервал принят превышающим 1 с, фрагменты также не должны быть слишком короткими, чтобы в них всегда было достаточное количество пользовательских сессий для надежного статистического анализа. Наконец, за время суточного цикла нужно иметь количество фрагментов, достаточное для получения хорошей статистики в течение дня, чтобы можно было наблюдать возможные различия в данных трафика за разные дни. Исходя из изложенного, а также

из эмпирических наблюдений, длительность фрагмента трафика принималась  $T = 15$  мин.

На рис. 1 маркерами показаны плотности вероятности нормированных межсессионных интервалов  $P(\tau/\bar{\tau}) = \bar{\tau}P(\tau)$ , полученные для 15-минутных фрагментов в шести репрезентативных наборах данных локальной сети общежития (а) и канала опорной сети WIDE (б).

Из рис. 1 следует, что большинство плотностей могут быть описаны убывающей экспоненциальной функцией  $P(\tau/\bar{\tau}) = \exp(-\tau/\bar{\tau})$  (серые линии). В этом случае динамика агрегированного трафика в каждом фрагменте характеризуется единственным параметром – интенсивностью поступления запросов  $\beta = 1/\bar{\tau}$ . На рис. 2 представлены плотности интенсивности поступления запросов  $P(\beta/\bar{\beta}) = \bar{\beta}P(\beta)$  для разных суток наблюдения трафика в локальной сети общежития (а) и канала опорной сети WIDE (б). Плотность вероятности  $P(\beta/\bar{\beta})$  для каждой рассматриваемой сети имеет характерную форму, мало изменяющуюся от выборки к выборке. Наблюдаемые распределения асимптотически убывают по экспоненте квадрата аргумента, поэтому их затруднительно описать широко распространенными законами распределений. Однако подобное асимптотиче-

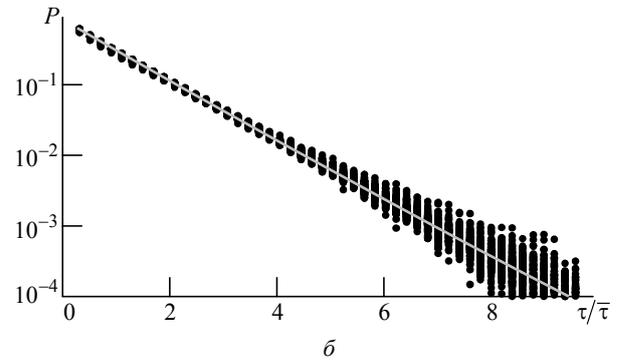
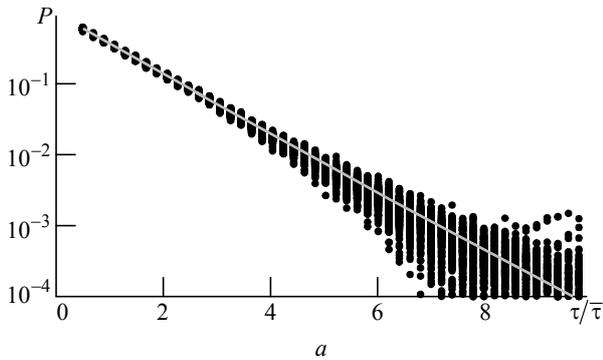


Рис. 1

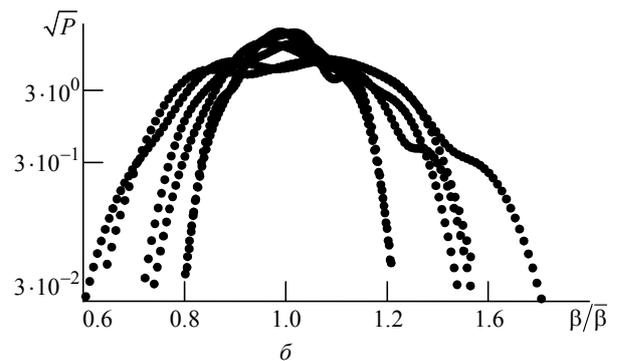
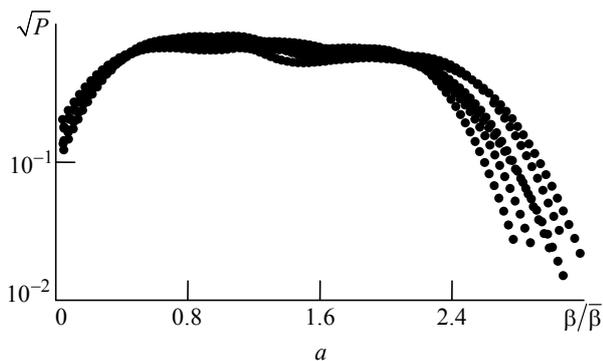


Рис. 2

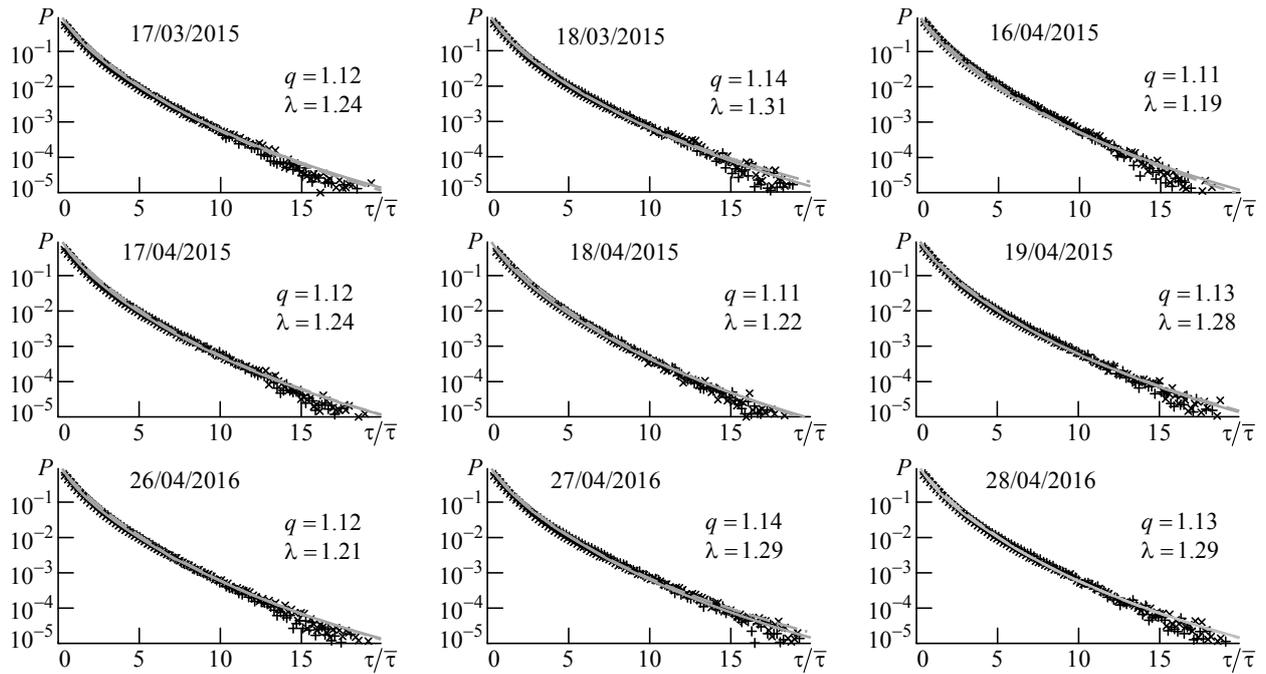


Рис. 3

ское поведение наблюдается для нормального или сходящихся к нему распределений при большом количестве степеней свободы  $k$ : гамма, биномиального,  $\chi$ -квадрат и подобных. Так как рассматриваемые плотности нормированы, возможно рассчитать коэффициент формы (коэффициент вариации)  $\rho = \sigma(\beta)/\bar{\beta}$ . Для данных, рассмотренных в настоящей статье, получены значения  $\rho \approx 0.35$  для каналов локальной сети общежития и  $\rho \approx 0.1$  для опорной сети WIDE.

В дальнейшем для упрощения сравнения сетей с различной интенсивностью пользовательских запросов примем упрощенные выражения нормированных распределений  $P(\beta) = \bar{\beta}P(\beta/\bar{\beta})$  и  $P(\tau) = \bar{\tau}P(\tau/\bar{\tau})$ .

Распределение межсессионных интервалов для агрегированного трафика может быть представлено как суперпозиция распределений множества фрагментов, описываемых плотностью вероятности экспоненциального распределения  $P(\tau|\beta)$  с собственными интенсивностями  $\beta$  для каждого фрагмента. Так как  $\beta$  – случайная переменная, общее распределение межсессионных интервалов для агрегированного трафика выражается формулой полной вероятности

$$P(\tau) = \int_0^{\infty} P(\beta)P(\tau|\beta)d\beta = \int_0^{\infty} P(\beta)\beta \exp(-\beta\tau)d\beta. \quad (1)$$

В этом случае  $P(\tau)$  имеет вид  $q$ -экспоненциального распределения [5]

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

где  $q = 1 + 2/(k+2)$ , а интенсивность  $\beta$  распределена по закону  $\chi$ -квадрат с числом степеней свободы  $k$  [6]. При больших значениях  $k$  плотность вероятности этого распределения убывает по квадрату экспоненциальной функции, что наблюдается и для эмпирических данных. Коэффициент вариации составляет  $\rho = \sqrt{2k}/k$ . Тогда для каналов локальной сети общежития имеем  $k \approx 16$  и  $q \approx 1.11$ , для опорной сети WIDE  $k \approx 200$ ,  $q \approx 1.01$ . Отметим, что  $q$ -экспоненциальное распределение наблюдается и в межпакетных интервалах в опорной сети WIDE [7].

Для проверки сформулированных предположений проанализированы оценки плотности вероятности эмпирических нормированных межсессионных интервалов  $P(\tau/\bar{\tau})$  агрегированного трафика за сутки. Полученные зависимости для каналов локальной сети общежития представлены на рис. 3, для опорной сети WIDE – на рис. 4. Здесь маркерами вида "x" показаны эмпирические значения межсессионных интервалов, а маркерами вида "+" – их значения, предсказанные моделью. Из зависимостей на рис. 3 и 4 следует, что  $q$ -экспоненциальное распределение (линии) с высокой степенью точности описывает межсессионные интервалы со значениями  $q$ , близкими к значениям,

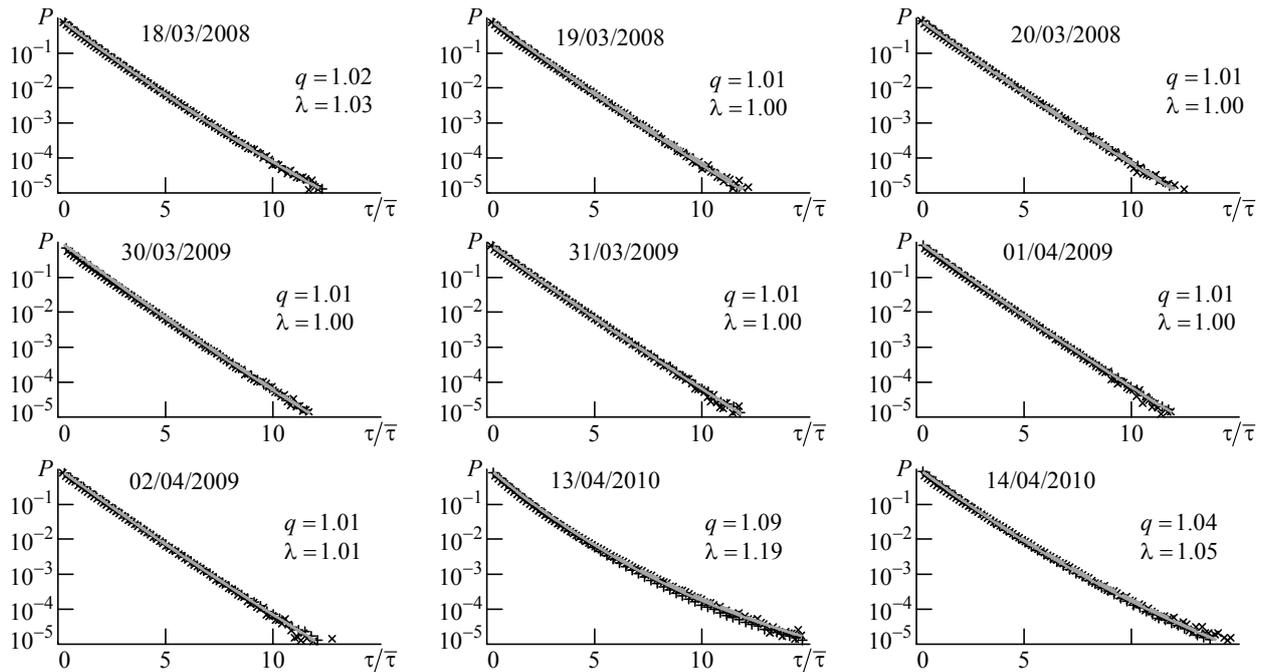


Рис. 4

предсказанной моделью на основе суперпозиции одиночных потоков пользовательских запросов.

Отклонения модельной оценки  $q$  от полученной на основании эмпирических данных могут быть объяснены отклонениями распределений эмпирических данных от нормального закона, использованного при аппроксимации, носящих случайный характер (см. рис. 2). При подстановке эмпирических распределений ежедневного трафика  $P(\beta)$  в (1) и интегрировании получается достаточно точная аппроксимация  $P(\tau/\bar{\tau})$  для всех дней (линии) [8].

Моделирование потоков запросов суперпозицией пуассоновских потоков с различными локальными интенсивностями на 15-минутных временных интервалах приводит к аналогичному  $q$ -экспоненциальному виду плотности распределения вероятностей  $P(\tau/\bar{\tau})$ , получаемой при численном интегрировании согласно (1).

Авторы выражают благодарность О. Ю. Худякову за помощь в сборе данных трафика, использованных при написании статьи.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. On The Self-Similar Nature of Ethernet Traffic / W. E. Leland, W. Willinger, M. S. Taqqu, D. V. Wilson // IEEE/ACM Trans. on Netw. 1994. Vol. 2, no. 1. P. 1–15.
2. URL: <http://mawi.wide.ad.jp/mawi> (дата обращения: 25.01.2017).
3. A Compound Model for TCP Connection Arrivals for LAN and WAN Applications / C. Nuzman, I. Saniee, W. Sweldens, A. Weiss // Computer Networks. 2002. Vol. 40, № 3. P. 319–337.
4. A Novel Network Traffic Anomaly Detection Model Based on Superstatistics Theory / Y. Yang, H. Hu, W. Xiong, F. Ding // J. Networks. 2011. Vol. 6, № 2. P. 311–318.
5. Beck C., Cohen E. D. G., Superstatistics // Phys. A. 2003. Vol. 322. P. 267–275.
6. Briggs K., Beck C. Modelling Train Delays with  $q$ -exponential Functions // Phys. A. 2007. Vol. 378, iss. 2. P. 498–504.
7. Tamazian A., Markelov O. A., Bogachev M. I. Traffic Analysis on the WIDE Backbone Link: from Transport Level to End User Activity // IEEE NW Russia Young Res. in Electric and Electronic Eng. Conf., Saint Petersburg, 2–3 Febr. 2016. P. 356–359. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=7448192> (дата обращения: 26.01.2017).
8. 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 // Euro Phys. Lett. 2016. Vol. 115, № 1. P. 10008.

Статья поступила в редакцию 14 ноября 2016 г.

**Для цитирования:** 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.

**Вьет Нгуен Дык** – аспирант по кафедре радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ". Окончил Технический университет г. Ханой (2010) по специальности "Радиоэлектронные и телекоммуникационные системы". Автор четырех научных публикаций. Сфера научных интересов – телекоммуникационные и инфокоммуникационные системы; математическое моделирование; системы массового обслуживания.

E-mail: ndvietleti@gmail.com

**Тамазян Араик Симакович** – магистр техники и технологии по направлению "Телекоммуникации" (2014), инженер II категории кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ". Автор 12 научных публикаций. Сфера научных интересов – статистический анализ и моделирование инфокоммуникационных систем и систем массового обслуживания.

E-mail: araik.tamazian@outlook.com

---

Viet Nguyen Duc, A. S. Tamazian  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

### Network Traffic Model Based on Superposition of Single User Requests Flows

**Abstract.** *User session extraction from network traffic data is considered. Statistical analysis of inter-session times of infocommunication network link was performed. Q-exponential distribution was proposed to describe the inter-session times distribution. Aggregated traffic model of infocommunication network link based on superposition of short-term traffic fragments data was suggested. The aggregated traffic model was verified by means of empirical traffic data.*

**Key words:** Infocommunication Network, Network Link, Network Traffic, Modeling, Superposition

### REFERENCES

1. Leland W. E., Willinger W., Taqqu M. S., Wilson D. V. On The Self-Similar Nature of Ethernet Traffic. IEEE, ACM Trans. on Netw., 1994, vol. 2, no. 1, pp. 1–15.
2. Available at: <http://mawi.wide.ad.jp/mawi> (accessed 25 January 2017).
3. Nuzman C., Saniee I., Sweldens W., Weiss A. A. Compound Model for TCP Connection Arrivals for LAN and WAN Applications. Computer Networks, 2002, vol. 40, no. 3, pp. 319–337.
4. Yang Y., Hu H., Xiong W., Ding F. A Novel Network Traffic Anomaly Detection Model Based on Superstatistics Theory. J. Networks, 2011, vol. 6, no. 2, pp. 311–318.
5. Beck C., Cohen E. D. G., Superstatistics. Physica A. 2003, vol. 322, pp. 267–275.
6. Briggs K., Beck C., Modelling Train Delays with q-exponential Functions. Physica A. 2007, vol. 378, no. 2, pp. 498–504.
7. Tamazian A., Markelov O. A., Bogachev M. I. Traffic Analysis on the WIDE Backbone Link: from Transport Level to End User Activity. IEEE NW Russia Young Res. in Electric and Electronic Eng. Conf., Saint Petersburg, 2–3 Febr. 2016, pp. 356–359. Available at: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=7448192> (accessed 26 January 2017).
8. 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, 2016, vol. 115, no. 1, p. 10008.

Received November, 4, 2016

---

**For citation:** Duc Viet Nguyen, 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).

**Viet Nguyen Duc** – Dipl.-engineer on radio electronic and telecommunication systems (2010, Hanoi University of Science and Technology), post graduate student of the Department of Radio Equipment Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of four scientific publications. Area of expertise: telecommunication and infocommunication systems; mathematical modelling; queueing systems.

E-mail: ndvietleti@gmail.com

**Araik S. Tamazian** – Master's Degree in telecommunications (2014), 2nd category engineer of the Department of Radio Equipment Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 12 scientific publications. Area of expertise: statistical analysis and modelling of the infocommunication and queueing systems.

E-mail: araik.tamazian@outlook.com

---



УДК 621.396.969.11

Д. В. Богданов

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

## Практика применения беспроводной синхронизации шкал времени локальной системы позиционирования

*Рассмотрено несколько сценариев беспроводной синхронизации шкал времени для перспективной локальной системы позиционирования. Предложен вариант устранения дрейфа частоты, возникающего при измерении координат объектов из-за неидентичности опорных генераторов.*

### **Синхронизация, дрейф частоты, сверхширокополосные сигналы, стандарт частоты, система позиционирования**

На современном этапе развития радиотехники крайне актуальной становится задача сверхточного определения местоположения потребителя. Подобная задача востребована не только в узкоспециализированных областях: геодезические измерения, самолетная и автомобильная навигация, где возможно обойтись существующими спутниковыми радионавигационными системами (СРНС), но и в сферах определения координат пользователя в закрытых пространствах, в карьерах, шахтах и других местах, где вышеупомянутая система бесполезна. Здесь на помощь могут прийти локальные системы позиционирования (ЛСП). Существующие системы [1], основанные на применении сигналов Wi-Fi и мобильных сетей, обеспечивают точность позиционирования порядка единиц метров, что недостаточно для определения местоположения объекта в помещении.

Задача еще больше усложняется из-за многолучевого распространения сигналов, затенения и прочих эффектов. Одним из перспективных путей обеспечения высокоточного позиционирования объектов в подобных условиях может стать использование сверхширокополосных (СШП) сигналов, обеспечивающих субметровую точность определения местоположения. Сверхширокополосными принято считать сигналы с относительной шириной полосы не менее 20...25 %, либо сигналы с абсолютной шириной полосы более 500 МГц [2]. Преимуществами СШП-технологии являются повышенная разрешающая способность за счет ис-

пользования сверхкоротких импульсов длительностью порядка 1 нс, устойчивость к многолучевым помехам, возможность работы при уровнях излучаемой мощности, не требующих лицензирования, высокая помехоустойчивость.

СШП-сигналы уже нашли свое применение во многих областях науки и техники, например в радиолокационных датчиках комплексов контроля доступа, системах геолокации, в дальномерах и высотомерах; интеллектуальных системах предотвращения столкновений; системах радиозрения, медицинских приложениях.

При развертывании сетевой радионавигационной системы позиционирования объектов перво-степенным является вопрос синхронизации шкал времени потребителя с сетью опорных станций. Эта проблема легко решается с помощью проводных сетевых технологий, однако такое решение значительно сужает сферу применения, снижает мобильность и надежность системы в целом.

Для обеспечения точности позиционирования порядка единиц сантиметров погрешность измерения должна составлять не более 0.1 см, но даже при стабильности опорного генератора  $\Delta t = 10^{-11}$  с, погрешность измерения положения составит  $\Delta tc = 3 \cdot 10^{-3}$  м/с ( $c$  – скорость света).

Возможный подход к решению поставленной задачи состоит в применении высокостабильных атомных и рубидиевых стандартов частоты или систем хранения времени с синхронизацией со шкалой времени СРНС.

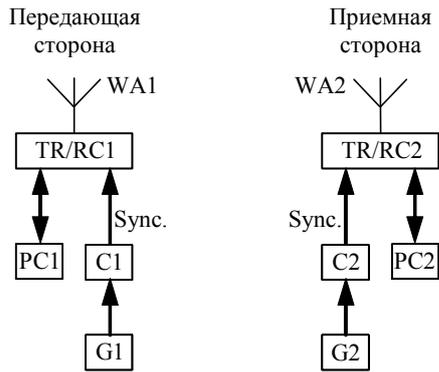


Рис. 1

Для оценки качественных показателей ЛСП на основе СШП-технологии был разработан макет, имитирующий одно плечо системы, структурная схема которой изображена на рис. 1, где TR/RC1, TR/RC2 – приемопередающие модули [3]; G1 и G2 – модули синхронизации; C1, C2 – компараторы, формирующие меандр из синусоидальных колебаний модулей; WA1 – рупорная антенна [4]; WA2 – ненаправленная антенна; PC1, PC2 – персональные компьютеры.

В качестве синхронизирующих устройств G1 и G2 на передающей и приемной сторонах соответственно использовались устройства, выпускаемые промышленностью: цезиевый атомно-лучевой стандарт частоты "Фианит" [5], многочастотная синхронизирующая аппаратура МСА [6], опорный синхронизирующий приемник ОСП-1 [7] и аналоговый генератор сигналов Agilent E4428C [8]. Значения стабильности частоты генераторов, заявленные производителями, сведены в табл. 1.

Таблица 1

Генератор/производитель	Стабильность частоты
МСА [6]	$\pm 2 \cdot 10^{-13}$ /сут
ОСП-1 [7]	$\pm 10^{-11}$ /сут
"Фианит" [5]	$\pm 10^{-13}$ /сут
AgilentE 4428C [8]	$\pm 10^{-7}$ /год (старение внутреннего опорного генератора)

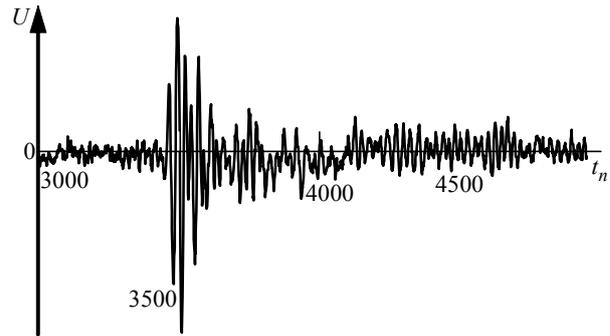


Рис. 2

Принимаемые сигналы записывались в информационный лог-файл по строкам. Первый элемент каждой строки файла содержит метку времени, затем идут отсчеты данных. Одиночная реализация принятого сигнала (одна строка файла), записанная в ходе измерений, показана на рис. 2 ( $t_n$  – дискретные временные отсчеты).

На приемной стороне в PC2 записывались осциллограммы принятого сигнала. На рис. 3 представлены две осциллограммы при неподвижных антеннах, снятые с интервалом  $\Delta t = 20$  с. Максимальное значение на первой осциллограмме зафиксировано при временном отсчете  $t_{n1} = 3472$ , на второй осциллограмме – при  $t_{n2} = 3584$ . Согласно [3] один отсчет принятого сигнала имеет длительность  $d = 26$  пс, поэтому дрейф частоты составит  $(t_2 - t_1)d/\Delta t \approx 146$  пс/с.

Результаты оценки ухода частоты сигнала и оценка возможности когерентного накопления при различном сочетании устройств из табл. 1 сведены в табл. 2. Из нее следует, что когерентное накопление сигнала возможно реализовать при использовании модулей синхронизации МСА, ОСП-1 и "Фианит".

**Накопление сигнала и коррекция дрейфа частоты.** Для повышения качественных характеристик ЛСП разумно использовать широко приме-

Таблица 2

G1			G2			Дрейф принятого сигнала, нс/с	Возможность когерентного накопления
Изготовитель/тип генератора	Опорный генератор	Синхронизация со СРНС	Изготовитель/тип генератора	Опорный генератор	Синхронизация со СРНС		
МСА	Кварцевый	Без синхронизации	Agilent E4428C	Кварцевый	Без синхронизации	44	Нет
МСА	Кварцевый	С синхронизацией	Agilent E4428C	Кварцевый	Без синхронизации	43	Нет
МСА	Кварцевый	Без синхронизации	ОСП-1	Кварцевый	Без синхронизации	7.1	Нет
МСА	Кварцевый	С синхронизацией	"Фианит"	Цезиевый	Без синхронизации	0.1	Да
МСА	Кварцевый	С синхронизацией	ОСП-1	Кварцевый	С синхронизацией	Не фиксируется	Да

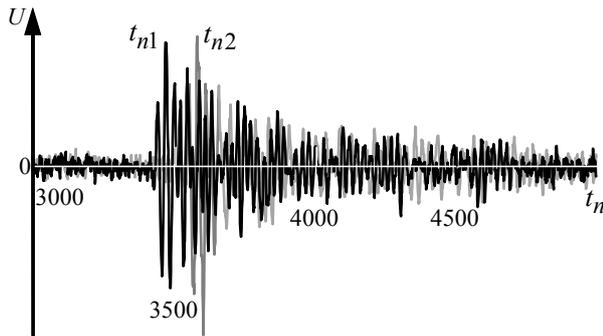


Рис. 3

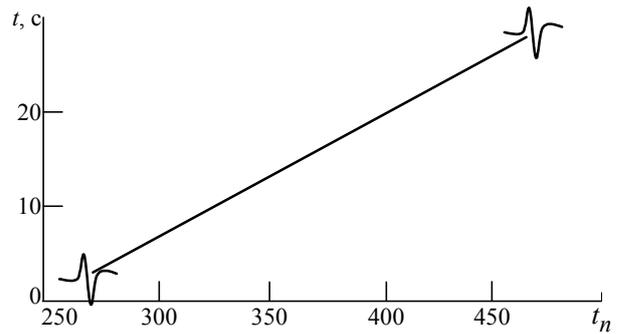


Рис. 5

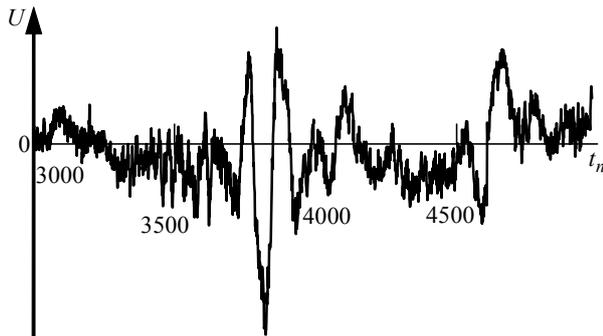


Рис. 4

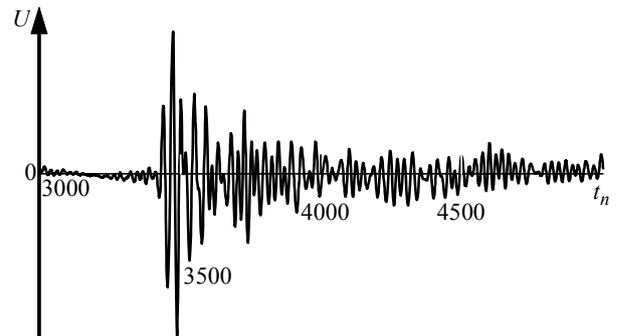


Рис. 6

няемое на практике когерентное или некогерентное накопление сигнала [9]. В первом случае потенциально возможно увеличить отношение "сигнал/шум" (ОСШ) на входе в  $\sqrt{N}$  раз, где  $N$  – количество реализаций сигналов (строк в лог-файле).

После накопления сигнала по всем строкам лога без учета дрейфа тонкая структура сигнала разрушается даже при времени наблюдения 30 с (рис. 4). Как следует из рисунка, в ходе такого накопления исчезает высокочастотное заполнение, тем самым ухудшается разрешающая способность и точность ЛСП в целом.

Для компенсации дрейфовой ошибки следует выделять тренд смещения и компенсировать его при дальнейшей обработке. Построен график смещения импульса от строки к строке лог-файла (рис. 5). Для этих данных тренд является линейной функцией с наклоном около +150 пс за секунду наблюдения.

Многочисленные повторные измерения подтверждают данную гипотезу, поэтому перед применением алгоритма когерентного накопления необходимо оценить время ухода.

В среде MATLAB разработан программный комплекс оценки и компенсации дрейфа с точностью до 1 пс/с, что позволило в течение времени наблюдения (около 30 с) провести когерентное накопление сигнала.

После обработки данных рис. 5 выявлен линейный уход частоты, равный 147 пс/с. После компенсации ошибки накопленный сигнал по всем строкам лог-файла имеет вид, представленный на рис. 6. Из этого рисунка следует, что после компенсации ухода сохранилась высокочастотная составляющая, что позволяет производить оценку как по одиночной реализации, так и по накопленному ансамблю.

При использовании рассмотренного метода компенсации линейного ухода частоты принимаемого сигнала выигрыш в ОСШ для рассмотренного примера составил 9 дБ. Оценка выигрыша проводилась расчетом разницы ОСШ для ситуаций, когда дрейф частоты не компенсирован и после компенсации дрейфа.

Натурный эксперимент показал возможность создания беспроводной системы позиционирования с использованием СШП-сигналов. При этом рекомендуется использовать в качестве модулей синхронизации ОСП-1 и "Фианит" или МСА и "Фианит". Для повышения качественных показателей обнаружения сигнала и оценки его параметров достаточно использовать устройство линейной компенсации дрейфа частоты, что позволяет перейти от работы по одиночному импульсу к когерентному накоплению.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рошан П., Лиэри Д. Основы построения беспроводных локальных сетей стандарта 802.11: пер. с англ. М.: Издательский дом "Вильямс", 2004. 304 с.
2. Sahinoglu Z., Gezici S., Guvenc I. Ultra-wideband Positioning Systems. Theoretical Limits, Ranging Algorithms and Protocols. Cambridge: Cambridge University Press, 2008. 269 p.
3. Техническое описание Пикор-1. Версия 1 от 01.03.12 / ОАО «ФПК "Эстра"». М., 2012. 34 с.
4. URL: [http://ledomer.ru/wp-content/uploads/2015/08/antrad6R\\_DS\\_3.0\\_en.pdf](http://ledomer.ru/wp-content/uploads/2015/08/antrad6R_DS_3.0_en.pdf) (дата обращения: 21.01.2017).
5. URL: [http://www.rirt.ru/files/Service\\_files/FIANIT\\_\(R\).pdf](http://www.rirt.ru/files/Service_files/FIANIT_(R).pdf) (дата обращения: 21.01.2017).
6. URL: <http://www.rirt.ru/files/pics/MSA.pdf> (дата обращения: 21.01.2017).
7. URL: [http://www.rirt.ru/files/Service\\_files/OSP-1\\_\(R\).pdf](http://www.rirt.ru/files/Service_files/OSP-1_(R).pdf) (дата обращения: 21.01.2017).
8. URL: [http://www.eskomp.ru/agilent\\_e4428c.html](http://www.eskomp.ru/agilent_e4428c.html) (дата обращения: 21.01.2017).
9. Казаринов Ю. М., Коломенский Ю. А., Кутузов В. М. Радиотехнические системы. М.: Академия, 2008. 592 с.

Статья поступила в редакцию 15 января 2017 г.

**Для цитирования:** Богданов Д. В. Практика применения беспроводной синхронизации шкал времени локальной системы позиционирования // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 1. С. 45–48.

**Богданов Денис Валерьевич** – магистр по направлению "Радиотехника" (2012), ассистент кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – спутниковая радионавигация, сверхширокополосная радиолокация и радиосвязь.  
E-mail: bogd13@inbox.ru

D. V. Bogdanov  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

### Practice in Application of Wireless Time Scales Synchronization of the Local Positioning System

**Abstract.** Several scenarios of wireless time scales synchronization for promising local positioning system are reviewed. A way to eliminate the frequency drift when measuring the object coordinates in the result of the reference generators nonidentity is proposed.

**Key words:** Synchronization, Frequency Drift, Ultra-Wide Band Signal, Frequency Standard, Positioning System

## REFERENCES

1. Roshan P., Leary J. 802.11 Wireless LAN. Indianapolis, Circo Press, 2004, 295 p.
2. Sahinoglu Z., Gezici S., Guvenc I. Ultra-wideband Positioning Systems. Theoretical Limits, Ranging Algorithms and Protocols. Cambridge, Cambridge University Press, 2008, 269 p.
3. *Tekhnicheskoe opisanie Pikor-1. Versiya 1 ot 01.03.12.* ОАО «ФПК "Эстра"». Moscow, 2012, 34 p. (In Russian).
4. Available at: [http://ledomer.ru/wp-content/uploads/2015/08/antrad6R\\_DS\\_3.0\\_en.pdf](http://ledomer.ru/wp-content/uploads/2015/08/antrad6R_DS_3.0_en.pdf) (accessed 21 January 2017).
5. Available at: [http://www.rirt.ru/files/Service\\_files/FIANIT\\_\(R\).pdf](http://www.rirt.ru/files/Service_files/FIANIT_(R).pdf) (accessed 21 January 2017).
6. Available at: <http://www.rirt.ru/files/pics/MSA.pdf> (accessed 21 January 2017).
7. Available at: [http://www.rirt.ru/files/Service\\_files/OSP-1\\_\(R\).pdf](http://www.rirt.ru/files/Service_files/OSP-1_(R).pdf) (accessed 21 January 2017).
8. Available at: [http://www.eskomp.ru/agilent\\_e4428c.html](http://www.eskomp.ru/agilent_e4428c.html) (accessed 21 January 2017).
9. Kazarinov Yu. M., Kolomenskii Yu. A., Kutuzov V. M. *Radiotekhnicheskie sistemy* [Radio-technical systems]. Moscow, *Akademiya*, 2008, 592 p. (In Russian)

Received January, 15, 2017

**For citation:** Bogdanov D. V. Practice in Application of Wireless Time Scales Synchronization of the Local Positioning System. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 1, pp. 45–48. (In Russian)

**Denis V. Bogdanov** – Master's Degree in radio engineering (2012), the assistant of the department of Theoretical Basics of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of two scientific publications. Area of expertise: satellite radio navigation; ultra-wideband radar and radio communication.  
E-mail: bogd13@inbox.ru

УДК 621.396.969.11

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

## Выбор и анализ структуры пользовательского радиointерфейса локальной системы позиционирования

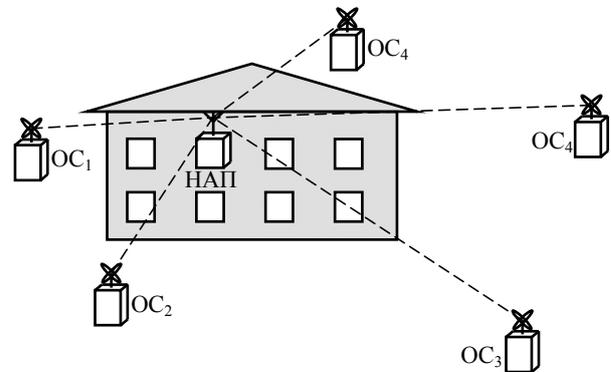
*Рассмотрено построение пользовательского радиointерфейса локальной системы позиционирования. Показано, что для обеспечения сантиметровой точности позиционирования необходимо применение технологии сверхширокополосных сигналов с отдельной передачей информационного сообщения.*

### Сверхширокополосные сигналы, локальная система позиционирования, дальномерный код, радионавигация, ослабление сигнала, кодовое разделение

Применяемые в настоящее время системы позиционирования в помещении и локальных зонах пространства [1] наряду с высокой точностью позиционирования обладают рядом недостатков, значительно ограничивающих сферу возможных применений. К ним относится необходимость синхронизации между опорными станциями (ОС) посредством локальной или другой проводной сети, предварительного развертывания сети ОС и возможность работы только в зоне прямой видимости либо в пределах одного помещения или комнаты. Для обеспечения нужд спецподразделений МВД и МЧС необходима разработка системы позиционирования, работоспособной в условиях сложной городской обстановки, с возможностями быстрого развертывания и беспроводной синхронизации между ОС.

Для решения поставленной задачи в 2011–2013 гг. на базе ОАО "Российский институт радионавигации и времени" проведена серия экспериментальных исследований макета локальной системы позиционирования (ЛСП) на основе серийного приемопередающего модуля "Пикор". Анализ результатов позволяет при продолжении работ по созданию системы ориентироваться на обеспечение ключевых для работы в городских условиях тактико-технических характеристик: радиуса зоны покрытия и возможности работы при затенении из-за наличия одного или нескольких препятствий на пути следования сигнала. Структура предложенной ЛСП изображена на рисунке, где  $ОС_k$  –  $k$ -я опорная станция; НАП – навигационная аппаратура потребителя.

В перечне основополагающих задач при разработке ЛСП отметим следующие:



- выбор рабочего диапазона частот;
- выбор формата пользовательского интерфейса, включая способ разделения сигналов ОС, вид дальномерного кода (ДК) и информационного сообщения;
- необходимое и достаточное количество ОС, а также геометрический фактор их положения.

К разрабатываемой ЛСП предъявляются следующие требования:

- количество ОС  $n_{ОС} \geq 10$ ;
- радиус зоны покрытия  $r \geq 500$  м при количестве стен на трассе распространения  $n_{СТ} = 5$ ;
- скорость передачи данных  $R \geq 1000$  бит/с;
- возможность работы передатчика без получения частного разрешения на использование диапазона частот;
- среднеквадратическое отклонение (СКО) определения координат НАП  $\sigma_r \leq 20$  см по всем осям при геометрическом факторе  $g \geq 3$ ;
- скорость перемещения объекта – не более 10 м/с;
- период обновления информации о координатах НАП – не более 2 с.

**Результаты оценки ослабления сигнала в строительных конструкциях.** На первых этапах разработки ЛСП была проведена серия экспериментов по оценке уровня ослабления сверхширокополосных (СШП) сигналов строительными конструкциями [2]. Испытательная установка представляла собой две антенны, разнесенные на расстояние  $r$ , к одной из которых подключен генератор импульсов, ко второй – осциллограф и спектроанализатор. Длительность импульса  $\Delta = 5$  нс (что соответствует полосе сигнала  $W = 400$  МГц).

Исследовалось затухание сигнала  $D$  при прохождении через кирпичную, бетонную и железобетонную стены толщиной  $h$  в зависимости от частоты несущей  $f_0$ . Результаты измерений сведены в табл. 1. Из полученных данных можно сделать вывод, что ослабление ( $L_{ст}$ , дБ) возрастает с повышением  $f_0$ . Однако с понижением рабочей частоты растут габаритные размеры приемной антенны, что критично при создании портативных устройств. Поэтому при выборе несущей частоты для дальномерного сигнала ЛСП следует ориентироваться на диапазон 1...2 ГГц.

Таблица 1

$f_0$ , ГГц	Материал стены		
	Кирпич	Бетон	Железобетон
	$h$ , м		
	0.48	0.48	0.52
1.1	4	5	18
2.2	9	9	30
3.5	12	9	Не определятся на фоне шума

На следующем этапе проводилось аналогичное испытание с макетом ЛСП на основе модуля "ПИКОР" при удалении потребителя на расстояние до  $r = 400$  м и наличии стены на трассе распространения. На основе расчетов оценено ослабление в кирпичной стене толщиной  $h = 42$  см, составляющее  $L_{ст} = 6.1$  дБ.

Опираясь на приведенные данные экспериментов, при дальнейших энергетических расчетах проектируемой системы разумно положить, что одна стена вносит ослабление  $L_{ст}$  порядка 7 дБ [3].

**Оценка потенциальных точностных характеристик ЛСП.** Прежде чем окончательно выбрать диапазон частот, в котором будет работать система позиционирования, необходимо оценить полосу сигнала, достаточную для высокоточного определения позиции потребителя.

Для оценки точности измерения расстояния от передатчика воспользуемся формулой Вудвор-

да для среднего квадрата ошибки измерения запаздывания сигнала:

$$\sigma_{\hat{\tau}} \approx 1 / (2\pi W_{СКВ} q), \quad q \gg 1,$$

где  $W_{СКВ}$  – среднеквадратическая ширина полосы сигнала;  $q$  – отношение "сигнал/шум" (ОСШ). Тогда СКО измерения расстояния определится как  $\sigma_{\hat{r}} = c\sigma_{\hat{\tau}}$ , где  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с – скорость света в свободном пространстве. Значения СКО измерения расстояния в зависимости от  $W_{СКВ}$  и  $q$  приведены в табл. 2. Из нее следует, что для достижения заданной точности измерения координат при ОСШ  $q = 10$  дБ необходимо использовать сигнал с полосой не менее  $W = 100$  МГц.

Таблица 2

$W_{СКВ}$ , МГц	$q$ , дБ				
	5	10	15	20	25
	$q$				
	3.16	10	31.6	100	316
20	0.7555	0.2387	0.0755	0.0239	0.0076
50	0.3022	0.0955	0.0302	0.0095	0.0030
100	0.1511	0.0477	0.0151	0.0048	0.0015
200	0.0755	0.0239	0.0076	0.0024	0.0008
500	0.0300	0.0095	0.0030	0.0010	0.0003
1000	0.0151	0.0048	0.0015	0.0005	0.0002

**Анализ существующих регламентов выбора диапазона частот.** Согласно действующему в Российской Федерации регламенту выделены два субгигагерцовых диапазона, где возможно безлицензионное (не требующее специальных разрешений и регистрации) применение радиопередающих устройств: 443 и 868 МГц [2]. Однако на указанных несущих частотах могут быть выделены полосы с шириной несколько мегагерц, что не позволяет использовать их с точки зрения достижения требуемой точности позиционирования.

Единственной альтернативой реализации ЛСП становится применение технологии СШП-сигналов, предусматривающей передачу данных в широких диапазонах частот, плотность мощности в которых регламентирована FCC [3] и на частотах 1...2 ГГц не должна превышать  $S = -75.3$  дБ/МГц. Как показывают расчеты, такая мощность не позволяет обеспечить требуемые точностные характеристики, поэтому целесообразно работать в диапазоне от 1.66 ГГц и выше, где на плотность мощности накладывается более мягкое ограничение  $S = -61.3$  дБ/МГц [4]. Максимальная излучаемая

Таблица 3

$W$ , МГц	100	200	300	400	500
$P_{изл}$ , нВт	74.1	148.3	222.4	296.5	370.7

мощность одной ОС разрабатываемой ЛСП определяется как  $P_{\text{изл}} = 10^{S/10} W$ . Результаты расчета в зависимости от ширины полосы  $W$  сведены в табл. 3.

**Длина информационного сообщения.** В разрабатываемой ЛСП с использованием СШП-сигналов в навигационном сообщении передаются сведения о номере передающей станции, координатах, времени, служебная информация и т. д. Исходя из требуемой точности позиционирования объекта и количества ОС, с учетом служебной информации и проверочных бит длина сообщения составит  $n = 200$  бит.

**Оценка динамического диапазона работы системы при кодовом разделении сигналов ОС.** На основании требований к разрабатываемой ЛСП и представленных результатов ограничимся полосой сигнала  $W > 100$  МГц, количеством ОС  $n_{\text{ОС}} = 10$  и скоростью передачи данных  $R$  не менее 1000 бит/с. В табл. 4 приведены некоторые наиболее широко используемые аппаратно-реализуемые ДК при кодовом разделении сигналов, а также минимальный уровень максимально возможной помехи множественного доступа (ПМД)  $\min(\rho_{\text{max}})$ . Из представленных данных  $\min(\rho_{\text{max}}) = -42$  дБ, Ограничим динамический диапазон разрабатываемой системы этим уровнем.

Таблица 4

Ансамбль	Длина $N$	$n_{\text{ОС}}$	$\rho_{\text{max}}$ , дБ
Критерий – число каналов $n_{\text{ОС}} \geq 10$			
Голда	127	129	-17.46
Голда	511	513	-23.79
Голда	1023	1025	-23.94
Касами	255	16	-23.52
Касами	1023	32	-29.82
Критерий – $\min(\rho_{\text{max}})$			
Голда	8191	8193	-36.05
Голда	16383	16385	-36.08
Касами	4095	64	-35.98
Касами	16383	128	-42.07
Укороченный Голда	5115	100	-23.5
Укороченный Голда	10230	100	-26.4
Укороченный Касами	10230	128	-26.4

Для оценки требуемого динамического диапазона рассмотрены два возможных сценария работы ЛСП. При отсутствии на пути распространения строительных конструкций и удалении НАП от передатчиков на расстояние от  $r_{\text{min}} = 10$  м до  $r_{\text{max}} = 500$  м динамический диапазон должен быть не менее

$$\Delta D = 20 \lg(r_{\text{max}}) - 20 \lg(r_{\text{min}}) = 34 \text{ дБ.}$$

При возможности наличия на пути распространения пяти стен с ослаблением в каждой  $L_{\text{ст}} = 7$  дБ и том же интервале удаления НАП динамический диапазон составляет

$$\Delta D = 20 \lg(r_{\text{max}}) + 5L_{\text{ст}} - 20 \lg(r_{\text{min}}) = 69 \text{ дБ.}$$

Из расчетов видно, что при кодовом разделении сигналов ОС выбранный ансамбль ДК должен иметь максимальный уровень ПМД менее -69 дБ, что в настоящее время не может быть реализовано при условии ограничения на длину ДК, составляющем 1...10 тысяч элементов. Поэтому последовательности с кодовым разделением не применимы в ЛСП. Остается вариант использования временного разделения сигналов ОС.

**Расчет ослабления сигнала на трассе распространения и уточнение структуры сигнала.** Разрабатываемая система позиционирования должна предоставлять точные координаты в помещении в зоне покрытия радиусом не менее  $r_{\text{max}} = 500$  м. Для расчета ослабления сигнала на трассе использована модель распространения радиоволн в свободном пространстве при зафиксированном ослаблении в одной стене  $L_{\text{ст}} = 7$  дБ. Оценку потерь мощности в свободном пространстве получим из формулы для мощности сигнала на входе приемной антенны [5]:

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{изл}} D_{\text{изл}} D_{\text{пр}} \lambda^2}{(4\pi r)^2},$$

где  $P_{\text{пр}}$ ,  $P_{\text{изл}}$  – мощности на входе приемной антенны и выходе передающей антенны соответственно;  $D_{\text{изл}}$ ,  $D_{\text{пр}}$  – коэффициенты направленного действия излучающей и приемной антенн соответственно;  $\lambda$  – длина волны;  $r$  – расстояние между антеннами.

Полагая, что в разрабатываемой ЛСП приемной антенной будет изотропный излучатель ( $D_{\text{пр}} = 0$  дБ), а излучающей – фазированная антенная решетка, позволяющая добиваться узкой диаграммы направленности порядка  $20^\circ$  и коэффициента направленного действия  $D_{\text{изл}} = 18$  дБ, формула для расчета потерь в свободном пространстве примет вид

$$\begin{aligned} L_{\text{св}} &= 10 \lg L_{\text{св}} = \\ &= 20 \lg(\lambda) + D_{\text{изл}} - 20 \lg(4\pi) - 20 \lg(r). \end{aligned}$$

Таблица 5

$f_0$ , ГГц	$L$ , дБ	$f_0$ , ГГц	$L$ , дБ
0.5	104.4	2.0	116.4
1.0	110.4	2.5	118.3
1.5	113.9		

При наличии на трассе распространения стен с дополнительным ослаблением  $L_{ст} = 7$  дБ, выразив длину волны через скорость света и несущую частоту сигнала, получим окончательную формулу расчета ослабления сигнала в используемой модели:

$$L = -14.4 - 20 \lg(f_0) - 20 \lg(r) - L_{ст} n_{ст}.$$

В этой формуле  $f_0$  выражается в мегагерцах,  $r$  – в километрах.

Выполним модельные расчеты, положив  $n_{ст} = 5$ ,  $r = 500$  м (табл. 5).

Для оценки скорости безошибочной передачи данных учтем значения параметров, представленных в табл. 5, приведенные в табл. 3 сведения о максимально разрешенной излучаемой мощности, а также формулу расчета вероятности ошибки на бит для BPSK-сигналов [6]:

$$BER = Q(\sqrt{2E_b/N_0}),$$

где  $E_b$  – энергия сигнала, приходящая на один бит;  $N_0$  – спектральная плотность мощности шума.

В табл. 6 представлены оценки достижимой скорости передачи данных на расстояние  $r = 500$  м при  $n_{ст} = 5$  стенах на трассе распространения и вероятности правильного декодирования  $p = 0.999$ . Из оценок следует, что полное обновление информации от всех ОС с учетом временного разделения составит сотни секунд, что, естественно, непригодно для мобильных применений.

Таблица 6

$W$ , МГц	$f_0$ , ГГц				
	0.5	1.0	1.5	2.0	2.5
$R$ , бит/с					
100	20.1	5	2.23	1.25	0.8
200	40.3	10	4.47	2.51	1.61
500	100.7	25.1	11.1	6.2	4

В связи с невозможностью передачи необходимого объема информации от ОС к потребителю принято решение отдельно передавать ДК, используя технологию СШП, а передачу информационного сообщения перенести в другой диапазон частот, где требования по ослаблению сигналов не столь жесткие.

**Оценка времени накопления дальномерного кода.** При задании значений ложной тревоги

$p_{л.т} = 0.01$  и правильного обнаружения  $p_{п.о} = 0.99$  [4] получена оценка ОСШ  $q = 10.824$ . Далее рассчитывается энергия сигнала  $E = qN_0$  и с учетом максимальной  $P_{изл}$  – необходимое время накопления дальномерного сигнала:

$$T = \frac{qN_0}{P_{изл} 10^{L/10}}.$$

В табл. 7 сведены данные о времени накопления ДК  $T$  при различных полосах сигнала, а следовательно и излучающей мощности. В указанном интервале значений полосы время накопления ДК, полученного от одной ОС, составляет

Таблица 7

$W$ , МГц	$T$ , мс	$W$ , МГц	$T$ , мс
100	146	400	37
200	73	500	29
300	49	–	–

29...146 мс. При обработке информации от 20 ОС, работающих в режиме временного разделения каналов, НАП будет обновлять информацию о собственных координатах с интервалом 0.6...3 с, что вполне приемлемо для задач, решаемых ЛСП.

**Выбор возможных кандидатур ДК и оценка времени поиска сигнала.** Минимальная длина ДК ограничивается временем принятия однозначного решения по дальности:  $T_{одн} = r/c$ . При  $r = 500$  м с учетом скорости распространения электромагнитных колебаний в свободном пространстве (скорости света) имеем  $T_{одн} = 1.7$  мкс. Минимальная длина дальномерного кода составляет  $N = T_{одн}/(S_{и}\Delta)$ , где  $S_{и}$  – скважность следования импульсов.

Приняв  $T_{одн} = 2$  мкс (что примерно соответствует  $r = 600$  м) и  $S_{и} = 2$ , получим допустимую длительность импульсов и длину ДК в зависимости от ширины полосы частот ЛСП (табл. 8).

Таблица 8

$W$ , МГц	$\Delta$	$N$	$W$ , МГц	$\Delta$	$N$
100	20.0	50	400	5.0	200
200	10.0	100	500	4.0	250
300	6.7	150			

Выбор кандидатур на роль ДК разрабатываемой ЛСП ограничен существующими кодами с хорошими автокорреляционными функциями и длинами, близкими к данным табл. 8, среди которых предпочтительными являются М-последовательности и их укороченные аналоги. В табл. 9 сведена информация о подходящих кандидатурах ДК, ап-

Таблица 9

$N_{\text{ДК}}$	$\rho_{\text{max}}$ , дБ	$N_{\text{кор}}$	$W$ , МГц	$\overline{T}_{\text{п}}$ , мс
М-последовательность				
63	-35.99	252	200	36.5
127	-42.08	508	300	24.5
Укороченная М-последовательность				
50	-18.42	200	100	73.0
100	-18.42	400	200	36.5
200	-20.00	800	400	18.5

паратных затратах при реализации приемного устройства и времени поиска сигнала. В табл. 9 приняты следующие обозначения:  $N_{\text{ДК}}$  – длина дальномерного кода;  $N_{\text{кор}}$  – требуемое число аппаратно реализованных в НАП корреляторов;  $\overline{T}_{\text{п}} = T_{\text{пmax}}/2$  – среднее время поиска.

Согласно табл. 9 для построения ДК и обеспечения однозначного принятия решения по дальности в рабочей зоне 500 м следует ориентироваться на М-последовательности длиной до 200. При этом обеспечивается приемлемое время поиска сигнала. Выбор окончательной кандидатуры обусловлен окончательной фиксацией значения полосы системы и аппаратными возможностями конкретного кристалла НАП.

**Информационное сообщение.** Для выбора несущей частоты, на которой будет передаваться информационное сообщение, рассмотрим существующие стандарты беспроводной связи, не требующие разрешения.

В России, в соответствии с решениями Государственной комиссии по радиочастотам (ГКРЧ) от 7 мая 2007 г. № 07-20-03-001 "О выделении полос радиочастот устройствам малого радиуса действия" [2] и от 20 декабря 2011 г. № 11-13-07-1 [5], использование Wi-Fi без получения разрешения на использование частот возможно для организации сети внутри зданий, закрытых складских помещений и производственных территорий в полосах 2400...2483,5 МГц (стандарты 802.11b и 802.11g; каналы 1...13) и 5150...5350 МГц (802.11a и 802.11n; каналы 34...64). Для легального использования вне офисной беспроводной сети Wi-Fi (например, радиоканала между двумя соседними домами) необходимо получение разрешения на использование частот (как в полосе 2,4 ГГц, так и 5 ГГц) на основании заключения экспертизы о возможности использования заявленных радиоэлектронных средств и их электромагнитной совместимости с действующими и планируемыми для использования средствами.

Максимальная разрешенная мощность излучения в диапазоне 2.4 ГГц согласно стандарту 802.11b составляет  $P_{\text{изл}} = 100$  мВт. Опираясь на оценку максимальной скорости передачи в канале связи, приведенную ранее, получим скорость передачи информационного сообщения  $R = 84$  Кбит/с.

При принятой скорости с учетом временного разделения каналов,  $n_{\text{ст}} = 10$  ОС и объема информационного сообщения в 200 бит, обновление будет происходить с периодом 24 мс, что укладывается в требуемые временные рамки, связанные с мобильностью потребителя. Таким образом, для реализации канала данных в ЛСП можно воспользоваться открытым диапазоном Wi-Fi 2.4 ГГц.

**Основные параметры ЛСП.** На основе анализа ранее приведенных результатов несущую частоту ЛСП следует выбирать в диапазоне  $f_0 = 1.9...2.2$  ГГц. При этом помимо малого ослабления сигнала в строительных конструкциях также обеспечивается применение малогабаритных приемных антенн, что крайне важно в портативной аппаратуре НАП.

Для обеспечения точности позиционирования  $\sigma_r \approx 20$  см, зоны покрытия  $r = 500$  м, при наличии пяти стен на трассе распространения и безлицензионного использования технологии СШП, полоса сигнала должна быть не менее  $W = 300$  МГц. При этом мощность передатчика должна быть не менее  $P_{\text{изл}} = 222.4$  нВт.

Для обеспечения заданных качественных показателей системы и требуемого динамического диапазона предлагается использовать временное разделение сигналов опорных станций.

ДК передается потоком СШП-импульсов в полосе  $W$ . С учетом простоты генерации и минимального уровня ПМД выбраны М-последовательности и их укороченные аналоги. Время накопления ДК от одной ОС не превышает 200 мс, что при числе ОС 10, обеспечит обновление координат пользователя с интервалом 2 с. При таком сценарии необходимое число корреляторов НАП не превысит нескольких сотен.

Для передачи нужного объема навигационной информации объемом не менее 200 бит канал данных возможно реализовать в диапазоне 2.4 ГГц при  $P_{\text{изл}} = 100$  мВт в полосе  $W = 22$  МГц. Информационное сообщение от всех 10 ОС будет передано потребителю за 24 мс с вероятностью  $p = 0.99$ .

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Sahinoglu Z., Gezici S., Guven I. Ultra-Wideband Positioning Systems: Theoretical Limits, Ranging Algorithms, And Protocols. Cambridge: Cambridge University Press, 2008. 263 p.
2. О выделении полос радиочастот устройствам малого радиуса действия // Решение ГКРЧ при Мининформсвязи России от 07.05.2007 № 07-20-03-001 (ред. от 30.06.2015). URL: <https://minprom.ru/reshenie-gkrch-07-20-03-001-ot-07-05-2007/> (дата обращения: 05.02.2017).
3. Revision of Pt. 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems: FCC 02-48 released April 22, 2002. URL: [https://apps.fcc.gov/edocs\\_public/attachmatch/FCC-02-48A1.pdf](https://apps.fcc.gov/edocs_public/attachmatch/FCC-02-48A1.pdf) (дата обращения: 05/02/2017).
4. Радиотехнические системы. Под ред. Ю.М. Казаринова. М.: Издательский центр "Академия", 2008. 592 с.
5. Решение ГКРЧ при Минкомсвязи России от 20 декабря 2011 г. № 11-13-07-1 «О внесении изменений в решение ГКРЧ от 07.05.2007 № 07-20-03-001 "О выделении полос радиочастот устройствам малого радиуса действия"». URL: <http://www.garant.ru/products/ipo/prime/doc/70016642/> (дата обращения: 05.02.2017).
6. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения: пер. с англ. М.: Техносфера, 2007. 487 с.

Статья поступила в редакцию 3 февраля 2017 г.

**Для цитирования:** Богданов Д. В., Гайворонский Д. В. Выбор и анализ структуры пользовательского радиointерфейса локальной системы позиционирования // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 1. С. 49–55.

**Богданов Денис Валерьевич** – магистр по направлению "Радиотехника" (2012), ассистент кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – спутниковая радионавигация, сверхширокополосная радиолокация и радиосвязь.  
E-mail: bogd13@inbox.ru

**Гайворонский Дмитрий Вячеславович** – кандидат технических наук (2010), доцент (2014) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 50 научных публикаций. Сфера научных интересов – сверхширокополосная радиолокация и радиосвязь.  
E-mail: dvgaivoronschi@gmail.com

D. V. Bogdanov, D. V. Gayvoronsky  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

### Selection and Analysis of Interface User Structure of the Local Positioning System

**Abstract.** Building of user interface of the local positioning system is considered. It is shown that to achieve centimeter positioning accuracy the application of ultra-wideband signal technology with separate transmission of data message is required.

**Key words:** Ultra-Wide Band Signal, Local Positioning System, Ranging Code, Radio Navigation, Signal Attenuation, Code Division

## REFERENCES

1. Sahinoglu Z., Gezici S., Guven I. Ultra-Wideband Positioning Systems: Theoretical Limits, Ranging Algorithms, And Proto-cols. Cambridge, Cambridge University Press, 2008, 263 p.
2. O vydelenii polos radiochastot ustroystvam malogo radiusa deistviya. Reshenie GKRC h pri Mininformsvyazi Rossii ot 07.05.2007 № 07-20-03-001 (red. ot 30.06.2015) [About allocation of strips of radio frequencies to devices of small radius of action//the Solution of GKRC h at the Ministry of Information Technologies and Communications of Russia from 5.7.2007 No. 07-20-03-001 (an edition from 30.06.2015)]. Available at: <https://minprom.ru/reshenie-gkrch-07-20-03-001-ot-07-05-2007/> (accessed 05 February 2017). (In Russian)
3. Revision of Pt. 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems: FCC 02-48 released April 22, 2002. Available at: [https://apps.fcc.gov/edocs\\_public/attachmatch/FCC-02-48A1.pdf](https://apps.fcc.gov/edocs_public/attachmatch/FCC-02-48A1.pdf) (accessed 05 February 2017).
4. Radiotekhnicheskie sistemy [Radio equipment systems]: ed. by Yu. M. Kazarinov. Moscow, Academia, 2008, 592 p. (In Russian)
5. O vydelenii polos radiochastot ustroystvam malogo radiusa deistviya. Reshenie GKRC h pri Mininformsvyazi Rossii ot 20.12.2011 № 11-13-07-1 [About allocation of strips of radio frequencies to devices of small radius of action//the Solution of GKRC h at the Ministry of Information Technologies and Communications of Russia from 12/20/2011 No. 11-13-07-1]. Available at: <http://www.garant.ru/products/ipo/prime/doc/70016642/> (accessed 05 February 2017) (In Russian)
6. Ipatov V. P. Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications. Hoboken, John Wiley & Sons Inc., 2004, 398 p.

Received February, 3, 2017

**For citation:** Bogdanov D. V., Gayvoronsky D. V. Selection and Analysis of Interface User Structure of the Local Positioning System. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 1, pp. 49–55. (In Russian)

**Denis V. Bogdanov** – Master's Degree in radio engineering (2012), the assistant of the department of Theoretical Basics of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of two scientific publications. Area of expertise: satellite radio navigation; ultra-wideband radar and radio communication.

E-mail: bogd13@inbox.ru

**Dmitry V. Gayvoronsky** – PhD in engineering (2010), Associate Professor (2014) of the department of Theoretical Basics of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 50 scientific publications. Area of expertise: ultra-wideband radar and radio communication.

E-mail: dvgaivoronschi@gmail.com



УДК 537.87

Г. А. Зарецкая, А. В. Дроздовский, Б. А. Калиникос  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

## Метод расчета собственных резонансных частот оптических резонаторов с модами шепчущей галереи<sup>1</sup>

*Предложен метод расчета собственных резонансных частот и, как следствие, области свободной дисперсии высокодобротных диэлектрических дисковых резонаторов с модами шепчущей галереи. Метод основан на применении к дисперсионному уравнению, выводимому для неограниченного по длине диэлектрического цилиндра, размерного квантования, обусловленного требованием баланса фаз для стоячих волн в резонаторе. Получены приближенные выражения, пригодные для расчета оптических микрорезонаторов, применяемых в устройствах радиофотоники.*

### Оптические резонаторы, моды шепчущей галереи, микрорезонаторы, радиофотоника

В последнее десятилетие интенсивно развивается новое научно-техническое направление – радиофотоника, возникшее из слияния радиоэлектроники, интегральной и волновой оптики, СВЧ-оптоэлектроники и ряда других отраслей науки и техники [1]–[3].

Одним из ключевых элементов компонентной базы радиофотоники является оптический резонатор на модах шепчущей галереи. Под модами шепчущей галереи в таких резонаторах понимаются моды с высоким азимутальным индексом, "прижатые" к поверхности резонатора и обладающие добротностью, много большей, чем моды низших типов колебаний [4], [5].

Благодаря развитию технологии такие оптические резонаторы могут обладать добротностью больше, чем  $10^{11}$  [6], а также высокой стабильностью по отношению к внешним воздействиям. Это делает их весьма привлекательными для различных практических применений [7]–[9].

Среди осесимметричных резонаторов с модами шепчущей галереи можно выделить резонаторы нескольких основных форм: шарообразной [10]–[12], тороидальной и дисковой [13], [14], а также "бутылочной" [15]. В настоящее время получены планарные дисковые резонаторы микронной толщины, совместимые с кремниевой технологией [13], [14], [16], что открывает широкие перспективы их внедрения в уже существующее производство.

В то же время, поскольку такие резонаторы характеризуются высоким значением азимутального индекса и имеют конечные размеры по продольной оси, возникает задача определения их собственных резонансных частот и, соответственно, области свободной дисперсии.

Отметим, что существует несколько аналитических методов оценки собственных резонансных частот дисковых диэлектрических резонаторов. К ним относятся методы: частичных областей [4], эффективной диэлектрической проницаемости [17] и магнитных стенок [18]. Перечисленные методы достаточно трудоемки и требуют значительных вычислительных мощностей, так как основаны на одновременном решении двух дисперсионных уравнений, имеющих неявный вид.

В настоящей статье предложен относительно простой и достаточно точный "инженерный" метод расчета собственных резонансных частот, а также области свободной дисперсии дисковых резонаторов. В сравнении с известными [4], [17], [18] предложенный метод требует меньших вычислительных и временных затрат.

Предложенный метод расчета собственных резонансных частот включает два шага. На первом определяется дисперсионное уравнение для собственных волн, которые могут существовать в диэлектрическом цилиндре неограниченной длины, а на втором находится уравнение резонансных

<sup>1</sup> Работа поддержана грантом Президента РФ для ведущих научных школ № НШ-9296.2016.2.

частот для диска, получаемого ограничением длины цилиндра.

Дисперсионное уравнение для собственных волн цилиндра находится из совместного решения уравнений Максвелла и материальных уравнений с применением электродинамических граничных условий. Уравнение резонансных частот для диска получается квантованием продольного волнового вектора, входящего в дисперсионное уравнение цилиндра. При этом для определения дискретных значений продольного волнового вектора используется условие баланса фаз колебаний в диске. Задача решается для случаев "толстого" и "тонкого" диска (определения "толстого" и "тонкого" диска даны далее).

Рассмотрим математическое описание предложенного метода. Выражения для компонентов электрического  $E_z$ ,  $E_\phi$ ,  $E_\rho$  и магнитного  $H_z$ ,  $H_\phi$ ,  $H_\rho$  полей, полученные из уравнений Максвелла при гармонической зависимости от времени  $e^{i\omega t}$ , имеют вид

$$E_z = \left\{ \begin{matrix} A \\ B \end{matrix} \right\} Z_m(k_{\perp\rho}) e^{-i\beta z} \left\{ \begin{matrix} \cos(m\phi) \\ \sin(m\phi) \end{matrix} \right\}; \quad (1)$$

$$H_z = \left\{ \begin{matrix} D \\ C \end{matrix} \right\} Z_m(k_{\perp\rho}) e^{-i\beta z} \left\{ \begin{matrix} \sin(m\phi) \\ \cos(m\phi) \end{matrix} \right\}; \quad (2)$$

$$H_\phi = -\frac{i}{k_{\perp}^2} \left[ \left\{ \begin{matrix} D \\ -C \end{matrix} \right\} \frac{\beta m}{\rho} Z_m(k_{\perp\rho}) + \left\{ \begin{matrix} A \\ B \end{matrix} \right\} \varepsilon_0 \varepsilon \omega Z'_m(k_{\perp\rho}) \right] e^{-i\beta z} \left\{ \begin{matrix} \cos(m\phi) \\ \sin(m\phi) \end{matrix} \right\}; \quad (3)$$

$$H_\rho = \frac{i}{k_{\perp}^2} \left[ \left\{ \begin{matrix} -A \\ B \end{matrix} \right\} \frac{m \varepsilon_0 \varepsilon \omega}{\rho} Z_m(k_{\perp\rho}) - \left\{ \begin{matrix} D \\ C \end{matrix} \right\} \beta Z'_m(k_{\perp\rho}) \right] e^{-i\beta z} \left\{ \begin{matrix} \sin(m\phi) \\ \cos(m\phi) \end{matrix} \right\}; \quad (4)$$

$$E_\phi = -\frac{i}{k_{\perp}^2} \left[ \left\{ \begin{matrix} -A \\ B \end{matrix} \right\} \frac{\beta m}{\rho} Z_m(k_{\perp\rho}) - \left\{ \begin{matrix} D \\ C \end{matrix} \right\} \mu_0 \mu \omega Z_m(k_{\perp\rho}) \right] e^{-i\beta z} \left\{ \begin{matrix} \sin(m\phi) \\ \cos(m\phi) \end{matrix} \right\}; \quad (5)$$

$$E_\rho = -\frac{i}{k_{\perp}^2} \left[ \left\{ \begin{matrix} D \\ -C \end{matrix} \right\} \frac{m \mu_0 \mu \omega}{\rho} Z_m(k_{\perp\rho}) + \left\{ \begin{matrix} A \\ B \end{matrix} \right\} \beta Z'_m(k_{\perp\rho}) \right] e^{-i\beta z} \left\{ \begin{matrix} \cos(m\phi) \\ \sin(m\phi) \end{matrix} \right\};$$

где  $\omega$  – круговая частота;  $A, B, C, D$  – константы, имеющие смысл амплитуд и определяемые из граничных условий;  $Z_m$  – цилиндрическая функция, вид которой зависит от области определения полей и поставленной задачи;  $m$  – порядок ци-

линдрической функции, характеризующий количество вариаций поля по азимуту;

$$k_{\perp} = \begin{cases} k_{\perp 1}, & \rho \leq R; \\ k_{\perp 2}, & \rho > R \end{cases}$$

– поперечное волновое число;  $\rho$  – радиальная координата;  $\beta$  – продольное волновое число;  $\phi$  – азимутальный угол;  $\varepsilon_0, \mu_0$  – диэлектрическая и магнитная проницаемости вакуума;

$$\varepsilon = \begin{cases} \varepsilon_{\text{res}}, & \rho \leq R, \\ \varepsilon_{\text{air}}, & \rho > R \end{cases}$$

– диэлектрическая проницаемость ( $R$  – радиус резонатора);  $\mu$  – относительная магнитная проницаемость материала дискового резонатора, причем

$$k_{\perp 1} = \sqrt{(\omega/c)^2 \varepsilon_{\text{res}}^2 - \beta^2}; \quad k_{\perp 2} = \sqrt{(\omega/c)^2 \varepsilon_{\text{air}}^2 - \beta^2};$$

( $c$  – скорость света);  $\varepsilon_{\text{res}}, \varepsilon_{\text{air}}$  – диэлектрические проницаемости материала резонатора и пространства, окружающего резонатор, соответственно.

Формулы (1)–(5) определяют две системы уравнений: одну при использовании верхних выражений из пар, заключенных в фигурные скобки, вторую – при использовании нижних выражений. Для расчета электромагнитного поля внутри диска может быть использована любая система.

Как было отмечено ранее, в решении поставленной задачи можно выделить два случая: "толстого" и "тонкого" диска. Под "толстым" диском будем понимать условие  $\beta > k_{\text{air}}$ . При этом  $k_{\perp}$  вещественно внутри и вне резонатора и стоячие волны внутри резонатора описываются функциями Бесселя:  $Z_m(k_{\perp\rho}) = J_m(k_{\perp\rho})$ . Вне резонатора волны в общем случае описываются функциями Ханкеля первого и второго рода:

$$Z_m(k_{\perp\rho}) = H_m^{(1)}(k_{\perp\rho}) + H_m^{(2)}(k_{\perp\rho}), \quad (6)$$

что соответствует расходящимся и приходящим сферическим волнам соответственно. При выбранной гармонической временной зависимости ( $e^{i\omega t}$ ) в (6) следует сохранить только вторую функцию Ханкеля, которая удовлетворяет условию излучения Зоммерфельда [5].

Применив граничные условия электродинамики, в случае "толстого" диска получим следующее дисперсионное уравнение:

$$\frac{m^2}{R^2} \left( \frac{\varepsilon_{\text{res}}}{k_{\perp 1}^2} - \frac{\varepsilon_{\text{air}}}{k_{\perp 2}^2} \right) \left( \frac{1}{k_{\perp 1}^2} - \frac{1}{k_{\perp 2}^2} \right) =$$

$$= \left[ \frac{\varepsilon_{\text{res}} J'_m(k_{\perp 1} R)}{k_{\perp 1} J_m(k_{\perp 1} R)} + \frac{\varepsilon_{\text{air}} H'_m(k_{\perp 2} R)}{k_{\perp 2} H_m(k_{\perp 2} R)} \right] \times \left[ \frac{1}{k_{\perp 1}} \frac{J'_m(k_{\perp 1} R)}{J_m(k_{\perp 1} R)} + \frac{1}{k_{\perp 2}} \frac{H'_m(k_{\perp 2} R)}{H_m(k_{\perp 2} R)} \right]. \quad (7)$$

Из (7) видно, что поперечные колебания в приближении "толстого" диска имеют гибридную структуру, т. е. в решении можно выделить  $HE_{ml}$ - и  $EH_{ml}$ -моды.

В приближении "тонкого" диска выполняется условие  $k_{\text{res}} > \beta > k_{\text{air}}$ . В этом случае, как и в случае "толстого" диска, стоячие волны внутри резонатора описываются функциями Бесселя. Вне резонатора  $k_{\perp}$  принимает чисто мнимые значения. Поэтому волны вне резонатора описываются модифицированными функциями Бесселя первого и второго рода. Исходя из условия равенства поля нулю на бесконечности, в качестве решения берем модифицированную функцию Бесселя второго рода – функцию Макдональда  $K_m$ . Применяв граничные условия электродинамики, в случае "тонкого" диска получим следующее дисперсионное уравнение:

$$\frac{m^2}{R^2} \left[ \frac{\varepsilon_{\text{res}}}{k_{\perp 1}^2} + \frac{\varepsilon_{\text{air}}}{(ik_{\perp 2})^2} \right] \left[ \frac{1}{k_{\perp 1}^2} + \frac{1}{(ik_{\perp 2})^2} \right] = \left[ \frac{\varepsilon_{\text{res}} J'_m(k_{\perp 1} R)}{k_{\perp 1} J_m(k_{\perp 1} R)} + \frac{\varepsilon_{\text{air}} K'_m(ik_{\perp 2} R)}{ik_{\perp 2} K_m(ik_{\perp 2} R)} \right] \times \left[ \frac{1}{k_{\perp 1}} \frac{J'_m(k_{\perp 1} R)}{J_m(k_{\perp 1} R)} + \frac{1}{ik_{\perp 2}} \frac{K'_m(ik_{\perp 2} R)}{K_m(ik_{\perp 2} R)} \right]. \quad (8)$$

Из (8) следует, что характер мод в приближении "тонкого" диска также имеет гибридную структуру, т. е. в решении можно выделить  $HE_{ml}$ - и  $EH_{ml}$ -моды. Однако при  $m = 0$  моды не являются гибридными. В этом случае уравнение (9) распадается на два более простых, описывающих поперечные  $TE_{ml}$ - и  $TM_{ml}$ -моды.

Полученные дисперсионные уравнения как для "толстого" (7), так и "тонкого" (8) дисков не учитывают дискретизацию резонансных частот за счет конечной толщины резонатора. Перейдем к учету влияния толщины резонатора на спектр его частот.

Применив условие баланса фаз, определим неизвестное значение продольного волнового числа:

$$\beta = (\pi n - \varphi)/d, \quad (9)$$

где  $n$  – целое число, характеризующее количество максимумов по осевой координате;  $\varphi$  – подгоночный параметр, имеющий смысл фазового набег

при отражении волны от границ раздела сред<sup>2</sup>;  $d$  – толщина резонатора.

Зная значения продольного волнового числа (9), из полученных дисперсионных уравнений (7) и (8) можно определить значения резонансных частот и области свободной дисперсии соответственно.

Резонансные типы колебаний диэлектрического дискового резонатора и отвечающие им частоты характеризуются тремя индексами  $m$ ,  $l$  и  $n$ . Индекс  $m$  фигурирует в (7) и (8) в явном виде и характеризует количество длин волн, укладываемых по угловой координате. Индекс  $l$  отражает число вариаций поля по радиальной координате. Он определяется номером решения уравнений (7) и (8), у которых существует бесконечное множество корней. Индекс  $n$  указывает количество вариаций поля по оси диска.

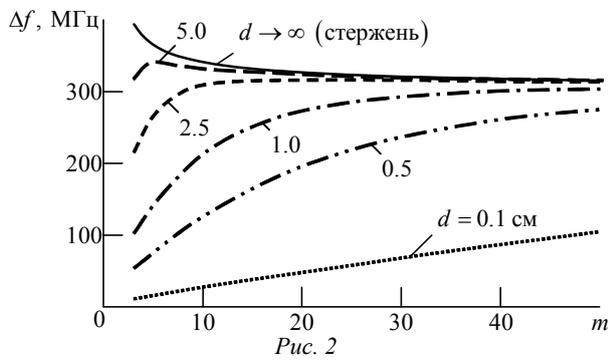
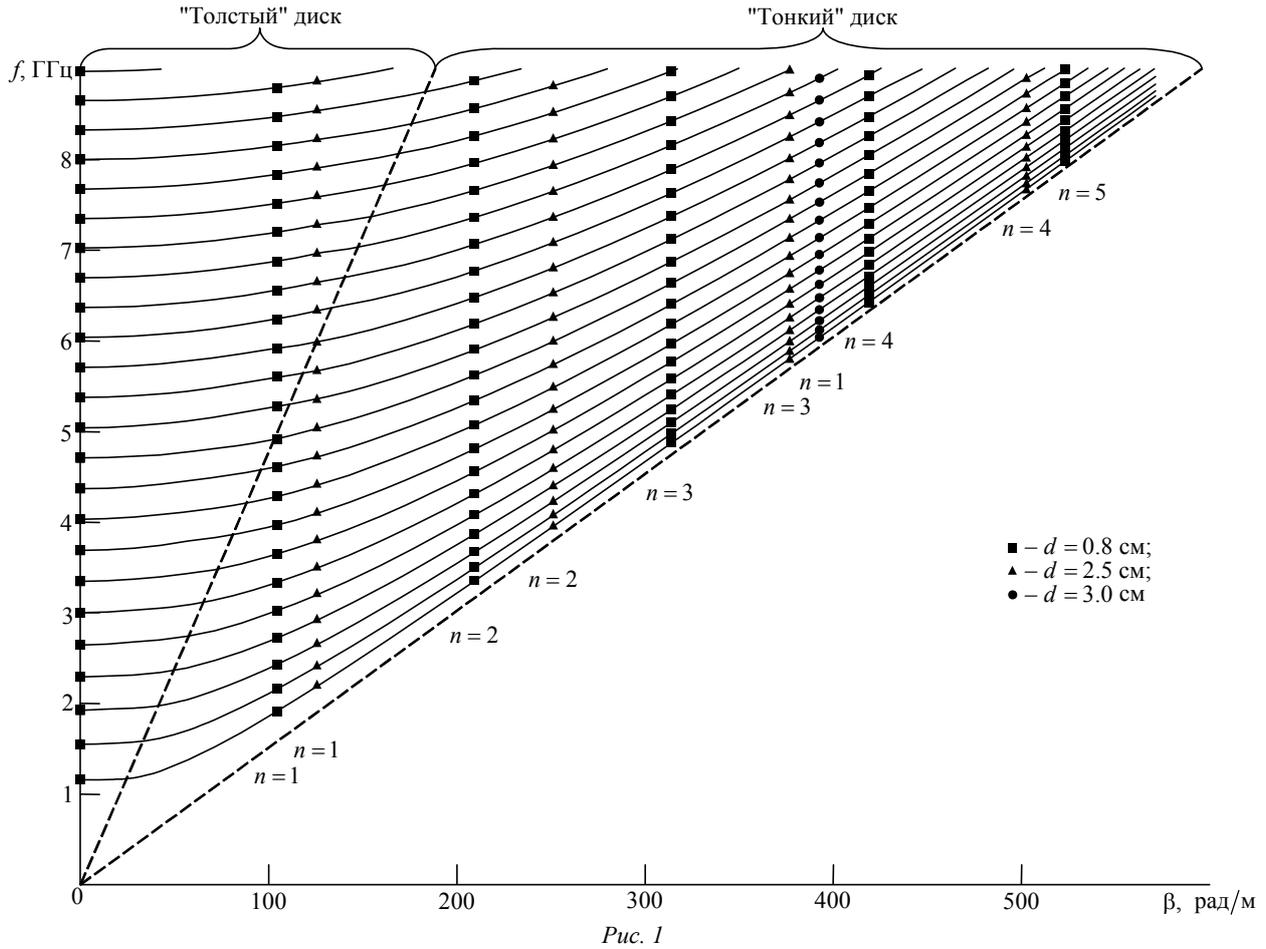
На рис. 1 представлены результаты расчета резонансных частот  $EH_{ml}$ -мод для диска с диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon = 10$ ,  $R = 5$  см для  $m \in \overline{2, 25}$  при  $l = 1$ . Квадратными маркерами на рисунке обозначены резонансные частоты для диска с толщиной  $d = 3$  см, треугольными – для  $d = 2.5$  см, круглыми – для  $d = 0.8$  см.

Из рисунка следует, что с уменьшением толщины резонатора его резонансные частоты сдвигаются в область больших продольных волновых чисел, что, в свою очередь, ведет к уменьшению области свободной дисперсии и повышению частоты резонанса. С увеличением индекса  $m$  также происходит увеличение области свободной дисперсии, причем при  $m \gg 1$  спектр резонансных частот становится практически эквидистантным, а расстояние между соседними гармониками стремится к значению области свободной дисперсии  $\Delta f$  неограниченного стержня. Более детально данное изменение проиллюстрировано на рис. 2, где представлены результаты расчета области свободной дисперсии в зависимости от азимутального индекса при различных значениях толщины дискового резонатора для  $HE_{mln}$ -колебаний.

Как уже отмечалось, основное достоинство оптических резонаторов на модах шепчущей галереи состоит в их высокой добротности. Перейдем к ее описанию.

Собственная добротность вышеописанных резонаторов определяется потерями различной физической природы и представляется как [19]

<sup>2</sup> В настоящей статье принято  $\varphi = 0$ .



где  $Q_{\text{rad}}$  – добротность, обусловленная радиационными потерями;  $Q_{\text{s.s}}$  – добротность, обусловленная потерями на поверхностных неоднородностях резонатора;  $Q_{\text{mat}}$  – добротность, обусловленная потерями в материале резонатора.

Из физических соображений ясно, что качеством резонатора (при максимально подавленных потерях) можно управлять увеличением излучательной добротности  $Q_{\text{rad}}$ . Определим эту добротность следующим образом:

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_{\text{rad}}} + \frac{1}{Q_{\text{s.s}}} + \frac{1}{Q_{\text{mat}}},$$

$$Q_{\text{rad}} = |k_{\text{re}} / (2k_{\text{im}})|,$$

где  $k_{\text{re}}$ ,  $k_{\text{im}}$  – действительная и мнимая части волнового числа соответственно. Для определения этих частей рассмотрим неограниченный стержень, полагая, что в нем существуют чисто поперечные колебания, т. е. волновой процесс вдоль оси стержня отсутствует. В этом случае уравнение (7), соответствующее "толстому" диску, распадается на два более простых уравнения, описывающих поперечные *TE*- и *TM*-колебания, из которых и находятся действительная и мнимая части волнового числа.

На рис. 3 представлена зависимость излучательной добротности от порядкового номера *TE*-моды по угловой координате *m* при различных значениях индекса *l*. Заметим, что с увеличением значения индекса *l* излучательная добротность снижается.

На рис. 4 представлена зависимость излучательной добротности от порядкового номера *TE*-моды по угловой координате *m* при различных значениях диэлектрической проницаемости материала резонатора. Из представленных зависимостей следует, что с уменьшением диэлектрической проницаемости резонатора крутизна нарастания

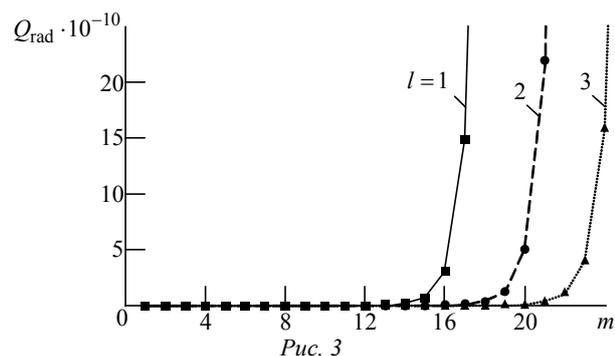


Рис. 3

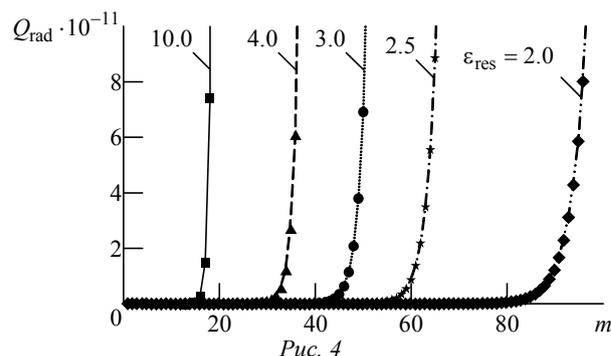


Рис. 4

излучательной добротности с ростом порядкового номера моды  $m$  снижается.

Как следует из представленных зависимостей, полученные формулы могут быть использованы для проектирования дисковых резонаторов с требуемыми рабочими характеристиками.

Таким образом, в настоящей статье представлен более простой и менее трудоемкий, по срав-

нению с известными [4], [17], [18], метод расчета собственных резонансных частот оптических резонаторов с модами шепчущей галереи. Рассмотрено влияние толщины дискового резонатора на его собственные резонансные частоты, а также приведен метод приближенной оценки излучательной добротности таких резонаторов.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Capmany J., Novak D. Microwave Photonics Combines Two Worlds // *Nature Photon.* 2007. Vol. 1, iss. 1. P. 319–330.
2. Yao J. Microwave Photonics // *J. Lightwave Technol.* 2009. Vol. 27, iss. 3. P. 314–335.
3. Integrated Microwave Photonics / D. Marpaung, Ch. Roeloffzen, R. Heideman, A. Leinse, S. Sales, J. Capmany // *Lasers & Photon. Rev.* 2013. Vol. 7, iss. 4. P. 506–538.
4. Диэлектрические резонаторы / под ред. М. Е. Ильченко. М.: Радио и связь, 1989. 328 с.
5. Городецкий М. Л. Оптические микрорезонаторы с гигантской добротностью. М.: Физматлит. 2011. 416 с.
6. Optical Resonators with Ten Million Finesse / A. A. Savchenkov, A. B. Matsko, V. S. Ilchenko, L. Maleki // *Optics Express.* 2007. Vol. 15, iss. 11. P. 6768–6773.
7. All-Dielectric Photonic-Assisted Wireless Receiver / A. Ayazi, R. C. J. Hsu, B. Houshmand, W. H. Steier, B. Jalali // *Optics Express.* 2008. Vol. 16, iss. 3. P. 1742–1747.
8. Whispering Gallery Mode based Optoelectronic Microwave Oscillator / A. B. Matsko, L. Maleki, A. A. Savchenkov V. S. Ilchenko // *J. of Modern Optics.* 2003. Vol. 50, iss. 15–17. P. 2523–2542.
9. Characterization Technique of Optical Whispering Gallery Mode Resonators in the Microwave Frequency Domain for Optoelectronic Oscillators / P.-H. Merrer, K. Saleh, O. Llopis, S. Berneschi, F. Cosi, G. N. Conti // *Appl. Opt.* 2012. Vol. 51, iss. 20. P. 4742–4748.
10. Strain-tunable High-Q Optical Microsphere Resonator / V. S. Ilchenko, P. S. Volikov, V. L. Velichansky, F. Treussart, V. Lefèvre-Seguin, J.-M. Raimond, S. Haroche // *Optics communications.* 1998. Vol. 145, iss. 1. P. 86–90.
11. High-Q Measurements of Fused-Silica Microspheres in the Near Infrared / D. W. Vernooy, V. S. Ilchenko, H. M. Buchi, E. W. Streed, H. J. Kimble // *Optics Lett.* 1998. Vol. 23, iss. 4. P. 247–249.
12. Narrow-Line-Width Diode Laser with a High-Q Microsphere Resonator / V. V. Vassiliev, V. L. Velichansky, V. S. Ilchenko, M. L. Gorodetsky, L. Hollberg, A. V. Yarovitsky // *Optics Communications.* 1998. Vol. 158, iss. 1. P. 305–312.
13. Ultra-high-Q Toroid Microcavity on a Chip / D. K. Armani, T. J. Kippenberg, S. M. Spillane, K. J. Vahala // *Nature.* 2003. Vol. 421, iss. 6926. P. 925–928.
14. Chemically Etched Ultrahigh-Q Wedge-Resonator on a Silicon Chip / H. Lee, Tong Chen, L. Jiang, Ki Youl Yang, J. Seokmin, O. Painter, K. J. Vahala // *Nature Photonics.* 2012. Vol. 6, iss. 6. P. 369–373.
15. Ultrahigh-Q Tunable Whispering-Gallery-Mode Microresonator / M. Pöllinger, D. O'Shea, F. Warken, A. Rauschenbeutel // *Phys. Rev. Lett.* 2009. Vol. 103, iss. 5. P. 053901.
16. Fabrication and Coupling to Planar High-Q Silica Disk Microcavities / T. J. Kippenberg, S. M. Spillane, D. K. Armani, K. J. Vahala // *Appl. Phys. Lett.* 2003. Vol. 83, iss. 4. P. 797–799.
17. Knox R. M. Dielectric Waveguide Microwave Integrated Circuits – an Overview // *IEEE Trans. on Microwave Theory Techniques.* 1976. Vol. MTT-24, iss. 11. P. 806–814.
18. Цибизов К. Н., Борисов С. А., Безбородов Ю. М. Методы расчета резонансных частот диэлектрических резонаторов // *Зарубежная радиоэлектроника.* 1981. № 11. С. 21–34.
19. Braginsky V. B., Gorodetsky M. L., Ilchenko V. S. Quality-Factor and Nonlinear Properties of Optical Whispering-Gallery Modes // *Phys. Lett. A.* 1989. Vol. 137, iss. 7-8. P. 393–397.

Статья поступила в редакцию 10 ноября 2016 г.

**Для цитирования:** Зарецкая Г. А., Дроздовский А. В., Калинико Б. А. Метод расчета собственных резонансных частот оптических резонаторов с модами шепчущей галереи // *Изв. вузов России. Радиоэлектроника.* 2017. № 1. С. 56–62.

**Зарецкая Галина Александровна** – магистр техники и технологии по направлению "Электроника и микроэлектроника" (2012), аспирантка кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 5 научных работ. Сфера научных интересов – радиофотоника.

E-mail: shishmacova@gmail.com

**Дроздовский Андрей Викторович** – кандидат физико-математических наук (2011), ассистент кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – волновые процессы в нелинейных диэлектрических структурах.

E-mail: drozdovskyav@gmail.com

**Калиникос Борис Антонович** – доктор физико-математических наук (1985), профессор (1989), заведующий кафедрой физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 300 научных работ. Сфера научных интересов – возбуждение и распространение волн СВЧ в твердом теле; спиновые волны в тонких ферромагнитных пленках; солитоны огибающей спиновых волн; линейная и нелинейная динамика спиновых волн и хаос; устройства на основе ферритовых и мультиферритных структур; радиофотоника.

E-mail: spinlab@eltech.ru

G. A. Zaretskaya, A. V. Drozdovskii, B. A. Kalinikos  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

### Calculation of the Resonant Frequencies for a Whispering Gallery Mode Optical Resonator

**Abstract.** A method of calculation of resonant frequencies and thus free spectral range of high-Q dielectric disk resonators with whispering gallery modes is proposed. The method is based on application to the dispersion equation derived for a dielectric cylinder with unlimited length, dimensional quantization, due to the requirement of phase balance for the standing waves in the resonator. The simplified expressions suitable for calculation of optical microcavities used in the devices of radio photons are obtained.

**Key words:** Optical Resonators, Whispering Gallery Modes, Microcavities, Microwave Photonics

### REFERENCES

1. Capmany J., Novak D. Microwave Photonics Combines Two Worlds. *Nature Photon.* 2007, vol. 1, no. 1, pp. 319–330.
2. Yao J. Microwave Photonics. *J. Lightwave Technol.* 2009, vol. 27, no. 3, pp. 314–335.
3. Marpaung D., Roeloffzen Ch., Heideman R., Leinse A., Sales S., Capmany J. Integrated Microwave Photonics. *Lasers & Photon. Rev.* 2013, vol. 7, no. 4, pp. 506–538.
4. Ilchenko M. E. *Dielektricheskie rezonatory* [The dielectric resonators]. *Radio i svyaz'*, 1989, 328 p. (In Russian)
5. Gorodetsky M. L. *Opticheskie mikrorezonatory s gigantской добротностью* [Optical microcavities with a giant Q]. Moscow, *Fizmatlit*, 2011, 416 p. (In Russian)
6. Savchenkov A. A., Matsko A. B., Ilchenko V. S., Maleki L. Optical Resonators with Ten Million Finesse. *Optics Express.* 2007, vol. 15, no. 11, pp. 6768–6773.
7. Ayazi A., Hsu R. C. J., Houshmand B., Steier W. H., Jalali B. All-Dielectric Photonic-Assisted Wireless Receiver. *Optics express.* 2008, vol. 16, no. 3, pp. 1742–1747.
8. Matsko A. B., Maleki L., Savchenkov A. A., Ilchenko V. S. Whispering Gallery Mode based Optoelectronic Microwave Oscillator. *Journal of Modern Optics.* 2003, vol. 50, no. 15–17, pp. 2523–2542.
9. Merrer P. H., Saleh K., Llopis O., Berneschi S., Cosi F., Conti G. N. Characterization Technique of Optical Whispering Gallery Mode Resonators in the Microwave Frequency Domain for Optoelectronic Oscillators. *Appl. Opt.* 2012, vol. 51, no. 20, pp. 4742–4748.
10. Ilchenko V. S., Volikov P. S., Velichansky V. L., Treussart F., Lefèvre-Seguin V., Raimond J. M., Haroche S. Strain-tunable High-Q Optical Microsphere Resonator. *Optics communications.* 1998, vol. 145, no. 1, pp. 86–90.
11. Vernoooy D. W., Ilchenko V. S., Mabuchi H., Streed E. W., Kimble H. J. High-Q Measurements of Fused-Silica Microspheres in the Near Infrared. *Optics Letters.* 1998, vol. 23, no. 4, pp. 247–249.
12. Vassiliev V. V., Velichansky V. L., Ilchenko V. S., Gorodetsky M. L., Hollberg L., Yarovitsky A. V. Narrow-Line-Width Diode Laser with a High-Q Microsphere Resonator. *Optics Communications.* 1998, vol. 158, no. 1, pp. 305–312.
13. Armani D. K., Kippenberg T. J., Spillane S. M., Vahala K. J. Ultra-high-Q Toroid Microcavity on a Chip. *Nature.* 2003, vol. 421, no. 6926, pp. 925–928.
14. Lee H., Tong Chen, Jiang L., Ki Youl Yang, Seokmin J., Painter O., Vahala K. J. Chemically Etched Ultra-high-Q Wedge-Resonator on a Silicon Chip. *Nature Photonics.* 2012, vol. 6, no. 6, pp. 369–373.
15. Pöllinger M., O'Shea D., Warken F., Rauschenbeutel A. Ultrahigh-Q Tunable Whispering-Gallery-Mode Microresonator. *Physical Review Letters.* 2009, vol. 103, no. 5, pp. 053901.
16. Kippenberg T. J., Spillane S. M., Armani D. K., Vahala K. J. Fabrication and Coupling to Planar High-Q Silica Disk Microcavities. *Applied Physics Letters.* 2003, vol. 83, no. 4, pp. 797–799.

17. Knox R. M. Dielectric Waveguide Microwave Integrated Circuits – an Overview. IEEE Trans. on Microwave Theory Techniques. 1976, vol. MTT-24, no. 11, pp. 806–814. (In Russian)

18. Tsibizov K. N., Borisov S. A., Bezborodov Yu. M. *Metody rascheta rezonansnykh chastot dielektricheskikh re-*

*zonatorov. Zarubezh. Radioelektron.* 1981, no.11, pp. 21–34. (In Russian)

19. Braginsky V. B., Gorodetsky M. L., Ilchenko V. S. Quality-Factor and Nonlinear Properties of Optical Whispering-Gallery Modes. Physics Letters A. 1989, vol. 137, no. 7-8, pp. 393–397.

Received November, 10, 2016

---

**For citation:** Zaretskaya G. A., Drozdovskii A. V., Kalinikos B. A. Calculation of the Resonant Frequencies for a Whispering Gallery Mode Optical Resonator. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 1, pp. 56–62. (In Russian)

**Galina A. Zaretskaya** – Master’s Degree of techniques and technology in electronics and micro electronics (2012), post-graduate student of the department of Physical Electronics and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of five scientific publications. Area of expertise: radio photonics.

E-mail: shishmacova@gmail.com

**Andrey V. Drozdovskii** – Ph. D. in physics and mathematics (2011), assistant of the department of Physical Electronics and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: wave processes in nonlinear dielectric structures.

E-mail drozdovskyav@gmail.com

**Boris A. Kalinikos** – D. Sc. in physics and mathematics (1985), Professor (1989), the Chief of the Department of Physical Electronics and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 300 scientific publications. Area of expertise: excitation and propagation of microwave waves in the solid state; spin waves in thin ferromagnetic films; solitons of the spin waves envelope; linear and nonlinear dynamics of spin waves and chaos; devices based on ferrite and multiferroic structures; radio photonics.

E-mail: spinlab@eltech.ru



УДК 621.317.744

С. В. Савелькаев, С. В. Ромасько, В. А. Литовченко, Н. В. Заржецкая  
Сибирский государственный университет  
геосистем и технологий (Новосибирск)

## Теоретические основы построения имитатора-анализатора усилителей и автогенераторов СВЧ

*Предложен принцип построения имитатора-анализатора, обеспечивающего имитационное моделирование усилителей и автогенераторов СВЧ в коаксиальном измерительном тракте в соответствии с техническим заданием с последующим измерением комплексных коэффициентов отражения нагрузок активного компонента этих устройств для дальнейшего их проектирования в микрополосковом исполнении. Сформирована математическая модель имитатора-анализатора, а также математическая модель его калибровки. Рассмотрен метод анализа устойчивости активного компонента в пространстве комплексных коэффициентов отражения его нагрузок, облегчающий выбор этих нагрузок и активного компонента при имитационном моделировании усилителей и автогенераторов. Дополнительно рассмотрена возможность использования имитатора-анализатора для измерения комплексных коэффициентов отражения на входе и выходе нагруженного активного компонента, а также измерения его комплексных коэффициентов передачи, которые совместно с измеренными комплексными коэффициентами отражения нагрузок позволяют по предложенной методике определить S-параметры анализируемого компонента, которые он будет иметь при включении в микрополосковую линию.*

**Имитатор-анализатор, математическая модель, калибровка, комплексный коэффициент отражения и передачи, метод анализа устойчивости, методика определения S-параметров, методика переноса результатов измерения из коаксиального тракта в микрополосковый**

В настоящее время расчет и проектирование усилителей и автогенераторов СВЧ [1], [2] осуществляют в пространстве измеренных S-параметров активного компонента (АК) этих устройств, например транзистора [3], [4]. S-параметры позволяют проанализировать устойчивость АК [1], что облегчает выбор АК, требуемого для реализации усилителя или автогенератора. Кроме того, S-параметры позволяют рассчитать комплексные коэффициенты отражения (ККО) нагрузок АК (нагрузочные ККО  $\Gamma_{nj}$  на входе ( $j = 1$ ) и на выходе ( $j = 2$ )), обеспечивающие требуемые по техническому заданию (ТЗ) полосу пропускания усилителя ( $\Delta f$ ), частоту генерации автогенератора ( $f$ ), их требуемую выходную мощность ( $P_{\text{вых}}$ ), а также последующий расчет топологий согласующих цепей (СЦ) при проектировании этих устройств.

Существенный недостаток расчета и проектирования усилителей и автогенераторов в указанном пространстве заключается в том, что S-па-

раметры АК, который является нелинейным прибором, измеряются в согласованном измерительном тракте, где режим работы АК далек от режима работы в реальном усилителе или автогенераторе. В результате измеренные S-параметры не соответствуют S-параметрам АК в реальном усилителе или автогенераторе (неадекватное измерение), что приводит к низкой экономической эффективности проектирования этих устройств из-за необходимости многократной технологической коррекции опытного образца.

Целью настоящей статьи является повышение эффективности систем автоматизированного проектирования (САПР) усилителей и автогенераторов СВЧ. Предложен принцип построения имитатора-анализатора (ИА), обеспечивающего имитационное моделирование усилителей и автогенераторов в соответствии с их ТЗ с последующим измерением нагрузочных ККО  $\Gamma_{nj}$  АК для непосредственного расчета и проектирования таких устройств. Дополнительно ИА обеспечивает измерение ККО  $\Gamma_j$  на входе и выходе нагруженного

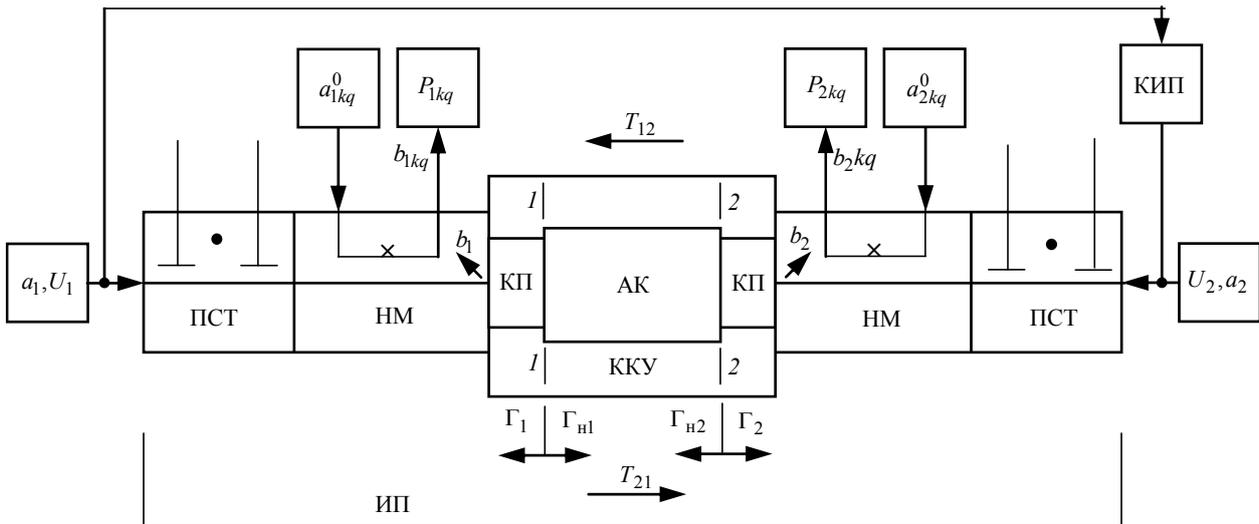


Рис. 1

АК, а также измерение его комплексных коэффициентов передачи (ККП)  $T_{ij}$  для последующего определения  $S$ -параметров. Сформирована математическая модель ИА, а также математическая модель его калибровки. Рассмотрен метод анализа устойчивости АК в пространстве нагрузочных ККО  $\Gamma_{nj}$ , облегчающий их выбор при имитационном моделировании усилителей и автогенераторов, а также предложена методика определения  $S$ -параметров АК.

**Структурная схема и конструкция ИА.**

Упрощенная структурная схема ИА показана на рис. 1 [3], [4]. Его основным функциональным узлом является измерительный преобразователь (ИП) [3]. Он содержит коаксиальное контактное устройство (ККУ) [5], [6] к каждому из двух коаксиальных переходов (КП $_i$ ,  $i = 1, 2$ ) которого подключен пятнадцатидецибелльный направленный мост (НМ) второго типа, обеспечивающий преобразование измеряемых ККО  $\Gamma_i$  на входе и выходе АК, его нагрузочных ККО  $\Gamma_{nj}$ ,  $j = 1, 2$ , а также его ККП  $T_{ij}$  в измеряемые мощности  $P_{ikq}$ <sup>1</sup>. Каждый из НМ нагружен на перестраиваемый согласующий трансформатор (ПСТ) с  $N_{ш} \leq 3$  емкостными шлейфами, задающими нагрузочные ККО  $\Gamma_{nj}$  АК, что обеспечивает имитационное моделирование усилителя или автогенератора в соответствии с ТЗ на их разработку. Технические характеристики имитируемых устройств регистрируются с помощью контрольно-измерительных приборов

(КИП). АК имитируемого устройства подключен в плоскостях  $i-i$  измерительных входов КП ККУ.

ИП выполнен в виде самостоятельного функционального узла, конструкция которого показана на рис 2, а. Он содержит основание 1, на каждом из двух подвижных столов 2 которого размещены: адаптеры 3, подающие напряжения питания на АК 4 со стороны входа ( $U_1$ ) и выхода ( $U_2$ ), ПСТ 5, НМ 6. К измерительным входам НМ 6 подключены КП 7 ККУ.

КП 7 позволяют посредством подпружиненных цапг 8 подключить в плоскостях 1-1 и 2-2 измерительных входов АК 4, размещенный на пьедестале 11. Подключение АК с ленточными выводами 9 показано на рис. 2, б; АК с микрополосковыми выводами 10 – на рис. 2, в. Кроме того, КП 7 позволяют подключить в указанных плоскостях измерительного входа коаксиальные меры 12 (рис. 2, з) или микрополосковые калибраторы 13 (рис. 2, д) с ленточными выводами 9 при калибровке ИА.

Перемещение подвижных столов 2 (рис. 2, а) при подключении коаксиальных мер 12 (рис. 2, з) осуществляется с помощью приводного механизма 14 (рис. 2, а), а перемещение КП 7 при подключении АК 4 с ленточными 9 (рис. 2, б) или микрополосковыми 10 (рис. 2, в) выводами, а также микрополосковых калибраторов 13 – с помощью фиксаторов 15. Возможность горизонтального перемещения каждого из КП 7 (рис. 2, б) обеспечивается коаксиальным тромбоном 16.

При калибровке ИА пьедестал 11 (рис. 2, а-в) удаляется и плоскости 1-1 и 2-2 измерительных входов КП 7 могут быть включены встык. При этом цапга 8 с большим усилием пружины утапливает цапгу 8 другого КП 7 с меньшим усилием пружины аналогично рис. 2, з. Резьбовую втулку

<sup>1</sup>  $k, q$  – номера сдвига фазы опорного сигнала относительно зондирующего сигнала и амплитуды опорного сигнала соответственно.

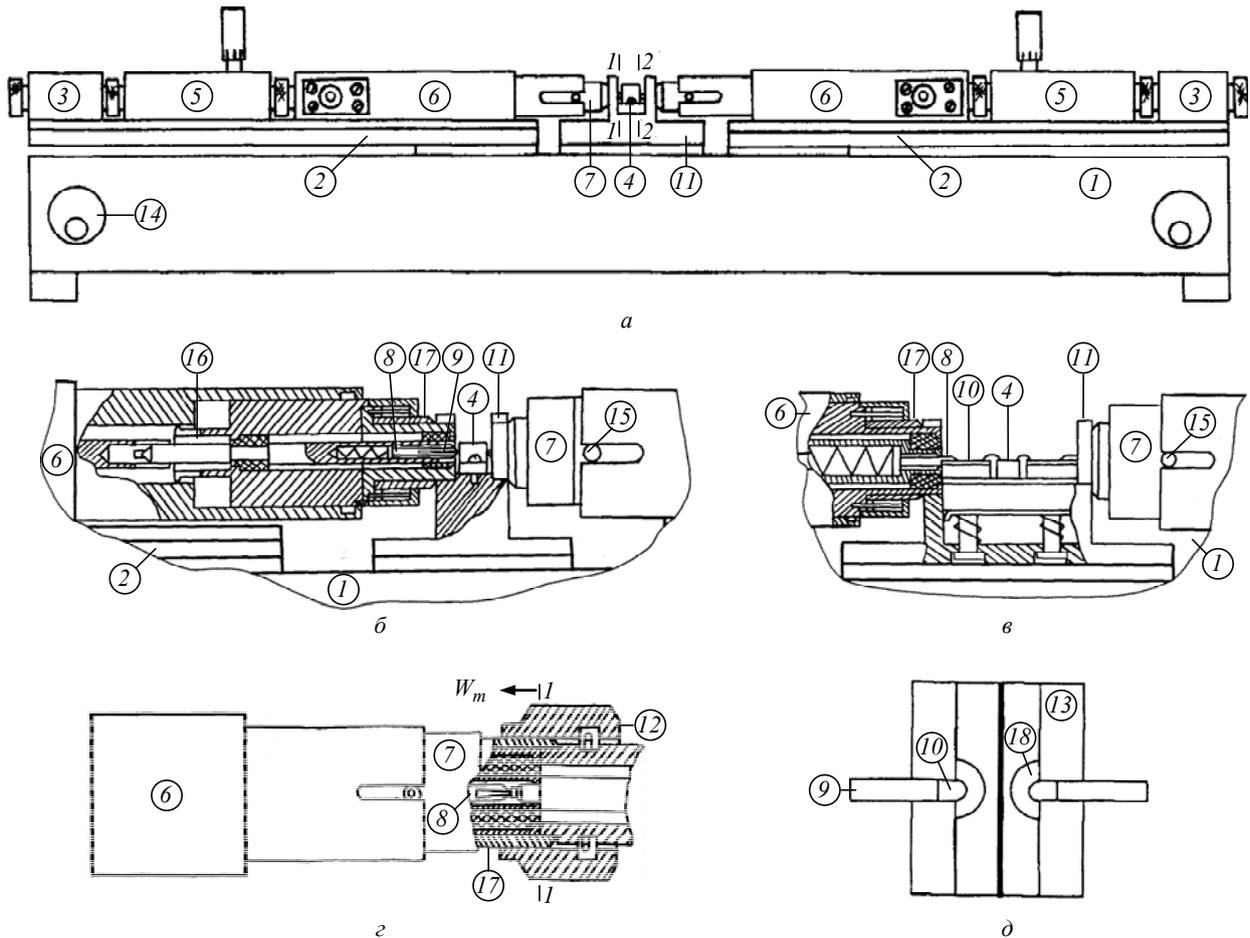


Рис. 2

17 одного из КП 7 (рис. 2, б, в) надвигают на другой КП 7 (рис. 2, г).

**Математическая модель ИА.** Комплексная амплитуда сигнала  $b_{ikq}$  на выходном плече  $i$ -го НМ может быть определена как в [9]–[11]:

$$b_{ikq} = \frac{A_{i1} + B_{i1}\Gamma_{Hj}}{1 + C_i\Gamma_{Hj}} a_i + \frac{A_{i2} + B_{i2}\Gamma_{Hj}}{1 + C_i\Gamma_{Hj}} a_{ikq}^0, \quad (1)$$

где  $k = \overline{1, 3}$ ;  $q = \overline{1, Q}$ ;  $A_{im}$ ,  $B_{im}$ ,  $C_i$ ,  $i, m = 1, 2$  – эквивалентные комплексные константы  $i$ -го НМ;  $a_i$ ;  $a_{ikq}^0$  –  $i$ -е зондирующий и опорный сигналы соответственно.

Нагрузочные ККО АК  $\Gamma_{Hj}$  задаются посредством ПСТ (рис. 1) и измеряются при соединении плоскостей  $i$ - $i$  измерительных входов КП встык.

Из (1) получим уравнение преобразования, описывающее действие  $i$ -го НМ:

$$P_{ikq} = |b_{ikq}|^2 / 2 = E_{iq} \left[ 1 + |\rho_{iq}|^2 + 2|\rho_{iq}| \cos(\varphi_{i\rho} + \varphi_{ik}) \right], \quad (2)$$

где  $P_{ikq} = U_{ikq}^2 / 2$  – мощность, которая в случае квадратичного детектирования определена напряжением  $U_{ikq}$ , измеряемым на выходном плече  $i$ -го НМ;  $E_{iq}$  – амплитудный коэффициент, зависящий от мощности опорного сигнала  $P_{iq}^0 = |a_{iq}^0|^2 / 2$ ;  $\rho_{iq}$  – эквивалентный ККО с амплитудой  $|\rho_{iq}|$  и фазой  $\varphi_{i\rho}$ ;  $\varphi_{ik}$  – текущий  $k$ -й сдвиг фазы опорного сигнала  $a_{ikq}^0$  относительно фазы зондирующего сигнала  $a_i$ .

Эквивалентный ККО измеряемого нагрузочного ККО  $\Gamma_{Hj}$  определяется следующим образом:

$$\rho_{iq} = C_{i1} \frac{1 + C_{i2}\Gamma_{Hj}}{1 + C_{i3}\Gamma_{Hj}} \chi_{iq}, \quad i, j = 1, 2, i \neq j, \quad (3)$$

где

$$C_{i1} = (A_{i1}/A_{i2}) A_i \exp j\theta_{i1};$$

$$C_{i2} = B_{i1}/A_{i1}; \quad C_{i3} = B_{i2}/A_{i2}$$

– приведенные комплексные константы  $i$ -го НМ;

$$\chi_{iq} = \left| a_i / a_{iq}^0 \right| = A_i \cdot 10^{\alpha_{iq}/20} \quad (4)$$

– относительная амплитуда зондирующего сигнала  $a_i$  на  $q$ -м поддиапазоне измерения нагрузочного ККО, причем  $A_i = \left| a_i / a_i^0 \right|$  – неизвестное начальное отношение амплитуд ( $\alpha_i$  – ослабление амплитуды опорного сигнала  $a_{ikq}^0$  на  $q$ -м поддиапазоне измерения);  $\theta_{i1} = \varphi_1 - \varphi_{i1}^0$  – неизвестный начальный сдвиг фазы  $\varphi_{ik}^0$  опорного сигнала относительно фазы  $\varphi_i$  зондирующего сигнала. Начальное отношение амплитуд  $A_i$  и начальный фазовый сдвиг  $\theta_{i1}$  подлежат исключению при последующей калибровке ККО с использованием (3).

Дискретный  $k$ -й фазовый сдвиг определяется как  $\varphi_{ik} = \pm \sum_k \theta_{ik}$ ,  $k = \overline{1, 3}$ , где  $\theta_{ik} = \varphi_i - \varphi_{ik}^0$ , причем при  $k=1$   $\theta_{i1}$  – определенный ранее неизвестный начальный сдвиг фазы  $\varphi_{ik}^0$  опорного сигнала относительно фазы  $\varphi_i$  зондирующего сигнала, а при  $k=2, 3$   $\theta_{ik}$  – его известные дискретные приращения. Знак "плюс" выбирается, если стоячая волна мощности  $P_{iq}$  движется к плоскости ее индикации, и "минус" – при движении в противоположном направлении.

Эквивалентный ККО  $\rho_{iq}$  (3) задает динамический диапазон стоячей волны мощности:

$$\Delta_i = 10 \lg \frac{1 + |\rho_{iq}|^2 + 2|\rho_{iq}|}{1 + |\rho_{iq}|^2 - 2|\rho_{iq}|} = 10 \lg \frac{P_{\max}}{P_{\min}} \quad (5)$$

с ее максимумом  $P_{\max}$  и минимумом  $P_{\min}$ .

По эквивалентному ККО  $\rho_{iq}$  (3) значения измеренных нагрузочных ККО  $\Gamma_{nj}$  АК можно определить из формулы

$$\Gamma_{nj} = \frac{G_{i1} \tilde{\chi}_{iq} - \tilde{\rho}_{iq}}{G_{i3} \tilde{\rho}_{iq} - G_{i2} \tilde{\chi}_{iq}}, \quad (6)$$

полученной посредством нормировки (3) на величину  $\tilde{\rho}_{iq} = \rho_{iq} / \rho_{i14}$ , где

$$G_{i1} = \left[ (1 - C_{i1}) / (1 - C_{i2}) \right]; \quad G_{i3} = C_{i3} G_{i1}; \quad G_{i2} = C_{i2} G_{i1}$$

– нормированные комплексные параметры  $i$ -го НМ;

$$\tilde{\chi}_{iq} = \chi_{iq} / \chi_{i1} = 10^{(\alpha_{iq} - \alpha_{i1})/20}; \quad i, j = 1, 2; \quad i \neq j \quad (7)$$

– нормированная относительная амплитуда на  $q$ -м поддиапазоне;  $\rho_{i14}$  – эквивалентный ККО эквивалентного ККО  $\rho_{iq}$ , измеренный при калибровке ИА короткозамкнутой подвижной коаксиальной мерой с ККО  $\Gamma_i = W_4 = -1$ , подключаемой к плоскости  $i-i$  измерительного входа КП на первом поддиапазоне ( $\chi_{i1}$  и  $\alpha_{i1}$  – начальная относительная амплитуда (4) и начальное ослабление амплитуды опорного сигнала  $a_{ikq}^0$  на первом поддиапазоне).

Для определения измеренного эквивалентного ККО  $\rho_{iq}$ , входящего в (3), уравнение (2) было преобразовано в систему измерительных уравнений вида

$$x_{i1} + a_{ik2} x_{i2} + a_{ik3} x_{i3} = a_{ikq4}, \quad k = \overline{1, 3}, \quad (8)$$

где  $a_{ik2} = 2 \cos \varphi_{ik}$ ;  $a_{ik3} = -2 \sin \varphi_{ik}$ ;  $a_{ikq4} = P_{ikq}$ .

Решение системы уравнений (8) относительно переменных  $x_{ik}$ ,  $k = \overline{1, 3}$ , под которыми понимаются мощности  $P_{ikq}$ , определяемые через измеряемые напряжения  $U_{ikq}$  (2), позволяет при  $q = \text{const}$  определить модуль  $|\tilde{\rho}_{iq}|$  и фазу  $\tilde{\varphi}_{ip}$  эквивалентного ККО  $\tilde{\rho}_{iq}$ , входящего в (6), следующим образом:

$$\begin{aligned} |\tilde{\rho}_{iq}| &= \beta_i / 2 \pm \sqrt{\beta_i^2 / 4 - 1}; \\ \tilde{\varphi}_{ip} &= \arctg(x_{i3} / x_{i2}), \end{aligned} \quad (9)$$

где  $\beta_i = \sqrt{(x_{i2} / x_{i1})^2 + (x_{i3} / x_{i1})^2}$ ;  $i, j = 1, 2; \quad i \neq j$ .

Таким образом, решение системы измерительных уравнений (8) для трех значений регистрируемых мощностей  $P_{ikq}$ ,  $k = \overline{1, 3}$  позволяет из (9) определить эквивалентный ККО  $\tilde{\rho}_{iq}$  измеряемого нагрузочного ККО  $\Gamma_{nj}$  и нормирующий ККО  $\rho_{i14}$ , а затем из (6) получить измеренный нагрузочный ККО  $\Gamma_{nj}$ .

Если же ослабление  $\alpha_{iq}$  амплитуды опорного сигнала  $a_{ikq}^0$  неизвестно, нормированную относительную амплитуду  $\tilde{\chi}_{iq}$  на  $q$ -м поддиапазоне, входящую в (6), вместо (7) можно определить как

$$\tilde{\chi}_{iq} = \left| \tilde{\rho}_{iqq} \frac{1 + G_{i3} W_q}{G_{i1} + G_{i2} W_q} \right|, \quad (10)$$

где  $\tilde{\rho}_{iqq} = \rho_{iqq} / \rho_{i14}$  – нормированное значение эквивалентного ККО  $\rho_{iqq}$ , измеряемого при калибровке ИА короткозамкнутой подвижной коаксиальной мерой с ККО  $\Gamma_i = W_q$ , подключаемой к плоскости  $i-i$  измерительного входа КП на  $q$ -м поддиапазоне измерения.

Количество поддиапазонов  $Q$  измерения нагрузочных ККО  $\Gamma_{nj}$  с модулем  $0 < |\Gamma_{nj}| \leq 1$  для каждого  $i$ -го НМ выбираются так, чтобы на каждом  $q$ -м поддиапазоне выполнялось двухстороннее амплитудное ограничение  $\Delta_{\min} \leq \Delta \leq \Delta_{\max}$  (безусловная адаптация ИА) [7], где  $\Delta$  – текущее значение динамического диапазона;  $\Delta_{\min}$ ,  $\Delta_{\max}$  – предельно допустимые минимальное и максимальное значения динамического диапазона  $\Delta$  (5). Кроме того, согласно [7], дискретное приращение  $\theta_{i2}$ ,  $\theta_{i3}$  фазы  $\phi_{ik}^0$  опорного сигнала  $a_{ikq}^0$  должно удовлетворять фазовому условию  $\theta_{i2}, \theta_{i3} = \theta_0$ , где  $\theta_0$  – оптимальное значение дискретного приращения. При одновременном выполнении этих условий суммарная погрешность  $\Delta_\Gamma$  измерения нагрузочного ККО  $\Gamma_{nj}$  с модулем  $0 < |\Gamma_{nj}| \leq 1$  не превышает предела ее допуска  $\Delta_\Gamma \leq [\Delta_\Gamma]$  [7], [8]. При  $\Delta_{\min} = 6$  дБ  $\Delta_{\max} = 14$  дБ и она составляет по модулю  $|\Delta_\Gamma| \leq [|\Delta_\Gamma|] = 0.06|\Gamma|$ . Фазовый допуск при  $\theta_0 = \pm 2\pi/3$  составляет  $\phi_\Gamma \leq [\phi_\Gamma] = 5^\circ$ .

Режим безусловной адаптации ИА, которому в (9) соответствует знак плюс, реализуется при  $|a_{iq}^0| \leq |a_i|$ . Если же  $|a_{iq}^0| \geq |a_i|$  реализуется режим адаптации ИА сверху в виде одностороннего амплитудного ограничения  $\Delta \leq \Delta_{\max}$  [7], [8]. Этому режиму в (9) соответствует знак "минус". Недостатком последнего режима является то, что предельная суммарная погрешность измерения нагрузочного ККО  $\Gamma_{nj}$  при его модуле  $|\Gamma_{nj}| \leq 0.3$  превышает предел ее допуска  $\Delta_\Gamma > [\Delta_\Gamma]$  [7], [8].

Уравнение (2), система уравнений (8), а также выражения (6), (7), (9), (10) образуют математическую модель ИА, которая позволяет определить измеренные нагрузочные ККО  $\Gamma_{nj}$  АК.

**Калибровка ИА.** Возможность подключения к КП 7 ККУ [5], [6] стандартных коаксиальных мер  $I2$  (см. рис. 2, з) позволяет осуществить калибровку

ИА относительно плоскостей  $i-i$  измерительных входов КП, которые одновременно являются плоскостями подключения АК 4 с ленточными 9 (рис. 2, б) или полосковыми  $I0$  (рис. 2, в) выводами, которые подключаются к КП 7 посредством цапг 8.

Для определения комплексных параметров  $G_{i1}$ ,  $G_{i2}$  и  $G_{i3}$ , входящих в (6), необходимо выполнить четыре измерения напряжений  $U_{ikqm}$ ,  $m = \overline{1, 4}$  (2) на выходном плече  $i$ -го НМ при подключении к плоскости  $i-i$  входа КП стандартной подвижной короткозамкнутой меры для четырех различных фиксированных значений ее фазы [7]:

$$\varphi_m = 2\beta l_m \pm \pi, \quad (11)$$

где  $\beta = 2\pi/\lambda$  и  $l_m \leq \lambda/4$  – фазовые постоянная и переменная шкалы этой меры, причем при  $m = 4$   $l_4 = 0$ ,  $W_4 = -1$ ;  $\lambda$  – длина волны.

Измерение напряжений  $U_{ikqm}$  (2) и определение эквивалентного ККО  $\rho_{iqm}$  (7) необходимо осуществлять на первом поддиапазоне ( $q = 1$ ). При этом начальное ослабление  $\alpha_{i1}$  относительной амплитуды  $\tilde{\chi}_{i1}$  (7) и фазовые сдвиги  $\theta_{i2}$ ,  $\theta_{i3}$  должны быть выбраны так, чтобы динамический диапазон  $\Delta_i$  (5) и фазовый сдвиг удовлетворяли амплитудному условию  $\Delta_i \cong \Delta_0 = (\Delta_{\min} + \Delta_{\max})/2$  и фазовому условию  $\theta_{i2}, \theta_{i3} \cong \theta_0$ , что обеспечивает минимум погрешности  $\Delta W_m = \min \Delta W_m \equiv \min \Delta_{\Gamma_i}^1$  измерения ККО  $\Gamma_i = W_m$  и, следовательно, минимум погрешности  $\Delta G_{ij} = \min G_{ij}$  последующего определения эквивалентных комплексных параметров  $G_{ij}$  (6)  $i$ -го НМ.

Так как для первого поддиапазона нормированная амплитудная метрика  $\tilde{\chi}_{iq} = 1$  (7), выражение (8) при  $\Gamma_i = W_m$  было преобразовано к виду

$$G_{i1} + a_{im2}G_{i2} + a_{im3}G_{i3} = a_{im4}; \quad m = \overline{1, 3}, \quad (12)$$

где  $a_{im2} = -W_m$ ;  $a_{im3} = -\tilde{\rho}_{i1m}W_m$ ;  $a_{im4} = \tilde{\rho}_{i1m}$ , причем  $\tilde{\rho}_{i1m} = \rho_{i1m} / \rho_{i14}$ ;  $\rho_{i14}$  – нормированный эквивалентный ККО измеряемого ККО  $\Gamma_i = W_m$  подвижной короткозамкнутой меры, подключаемой в плоскости  $i-i$  измерительных входов КП в трех состояниях ее фазы  $\varphi_m$  (11) и нормирующей эквивалентный ККО измеряемого ККО  $\Gamma_i = W_4 = -1$  этой меры при  $m = 4$ .

Решение системы уравнений (12) позволяет определить комплексные параметры  $G_{i1} = D_{i1}/D$ ,  $G_{i2} = D_{i2}/D$ ;  $G_{i3} = D_{i3}/D$  (8)  $i$ -го НМ, где  $D_{i1}$ ,  $D_{i2}$ ,  $D_{i3}$  и  $D$  – определители системы.

Для определения нормированной относительной амплитуды  $\tilde{\chi}_{iq}$  (10) на  $q$ -м поддиапазоне измерения необходимо измерить напряжения  $U_{ikqq}$  (2) на выходном плече  $i$ -го НМ при подключении в плоскости  $i-i$  измерительного входа КП 7 коаксиальной меры 12 (см. рис. 2,  $\varepsilon$ ) с модулем ККО  $|W_q| = \{1.00; 0.80; 0.50; 0.33; 0.18\}$ . Значения модулей выбираются так, чтобы предельно допустимый интервал динамического диапазона  $\Delta_{\min} \leq \Delta \leq \Delta_{\max}$  для нагрузочного ККО  $\Gamma_{nj}$  с модулем  $0 < |\Gamma_{nj}| \leq 1$  не нарушался. Согласно указанному набору значений модуля ККО для обеспечения условия  $\Delta_{\Gamma} \leq [\Delta_{\Gamma}]$  количество поддиапазонов измерения должно составлять  $Q = 5$ .

После измерения напряжений  $U_{ikqq}$  определяют эквивалентный ККО  $\rho_{iqq}$  (9) измеряемого ККО  $W_q$ . При этом ослабление  $\alpha_{iq}$  относительной амплитуды  $\tilde{\chi}_{iq}$  (7) на  $q$ -м поддиапазоне должно быть выбрано так, чтобы динамический диапазон (5) эквивалентного ККО  $\rho_{iqq}$  измеряемого ККО  $W_q$  составлял  $\Delta_i \cong \Delta_0 = (\Delta_{\min} + \Delta_{\max})/2$  при  $\theta_{i2}$ ,  $\theta_{i3} \cong \theta_0$ , что обеспечивает минимум погрешности  $\Delta W_q = \min \Delta W_q \cong \min \Delta_{\Gamma_i}^1$  его измерения.

Система измерительных уравнений (8) совместно с системой уравнений (12) представляют собой математическую модель калибровки ИА, позволяющую определить комплексные параметры  $G_{i1}$ ,  $G_{i2}$  и  $G_{i3}$  (6) его  $i$ -го НМ и нормированную относительную амплитуду  $\tilde{\chi}_{iq}$  (10) на  $q = \overline{1, Q}$  поддиапазонах измерения нагрузочных ККО  $\Gamma_{nj}$ .

Для переноса результатов калибровки анализатора коаксиальными мерами на измерение ККО  $\Gamma_{nj}$  нагрузок, включенных в микрополосковый тракт, в котором в последующем будет осуществлен расчет и проектирование усилителя или автогенератора, необходима калибровка КП расчетным микрополосковым калибратором 13 (см. рис. 2,  $\delta$ ) или же двумя отрезками микрополосковой линии (МПЛ) [5], [6]. Калибратор содержит отрезки

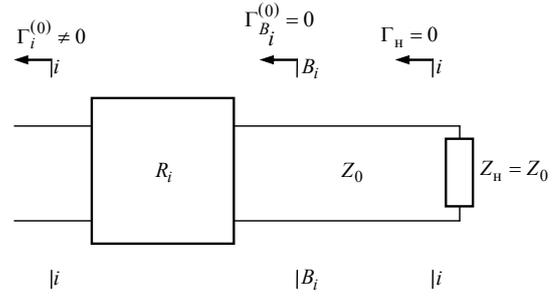


Рис. 3

МПЛ 10, которые с одной стороны нагружены на согласованную резистивную нагрузку 18, а с другой – снабжены ленточным выводом 9. Схема подключения такого калибратора к КП показана на рис. 3, где  $Z_0$  – волновое сопротивление отрезка МПЛ, нагруженного на согласованную нагрузку с сопротивлением  $Z_n = Z_0$ .

При подключении МПЛ к КП в плоскостях  $i-i$  возникают неоднородности, обусловленные конструктивным различием этих узлов. В процессе измерений ККО  $\Gamma_i^{(0)}$  при калибровке КП эти неоднородности моделируются вводом вспомогательных плоскостей  $B_i - B_i$  и расположением между плоскостями  $i-i$  и  $B_i - B_i$  четырехполюсников с  $R_i$ -параметрами рассеяния, характеризующих указанные неоднородности. При этом плоскости  $i-i$  и  $B_i - B_i$  для одинаковых значений  $i$  совмещены в пространстве, а в плоскостях  $B_i - B_i$  ККО  $\Gamma_{B_i}^{(0)} = 0$ .

По измеренным ККО  $\Gamma_i^{(0)}$   $R_i$ -параметры рассеяния определяются следующим образом:

$$\begin{cases} R_{11i} = \Gamma_i^{(0)}; \\ R_{12i} = R_{21i} = (1 + R_{11i})\sqrt{Z_i/Z_0}; \\ R_{22i} = (1 + R_{11i})Z_i/Z_0 - 1, \end{cases} \quad i = 1, 2; \quad (13)$$

где  $Z_i$  – волновое сопротивление КП, равное волновому сопротивлению коаксиальных мер, используемых при калибровке ИА.

$R_i$ -параметры могут быть нормированы на волновое сопротивление  $Z_0$  согласованного полоскового калибратора, выбранного для калибровки КП.

Выражения (12) и (13) представляют собой математическую модель калибровки ИА.

С учетом  $R_i$ -параметров (13) нагрузочные ККО  $\Gamma'_{nj}$  АК в микрополосковом тракте определяются следующим образом:

$$\Gamma'_{hj} = (R_{11i} - \Gamma_{hj}) / (\Delta R_i - R_{22i} \Gamma_{hj}), \quad (14)$$

где  $\Delta R_i = R_{11i} R_{22i} - R_{12i} R_{21i}$ ;  $i, j = 1, 2$ ;  $i \neq j$ .

**Метод анализа устойчивости.** Предварительным этапом имитационного моделирования усилителя или автогенератора является анализ устойчивости их АК [4]. Сущность такого анализа сводится к измерению трех значений нагрузочных ККО АК  $\Gamma_{hj}^{(m)}$ ,  $m = \overline{1, 3}$  в режиме регенерации, который является промежуточным режимом между режимами усиления и автогенерации (рис. 4).

Измеренные нагрузочные ККО  $\Gamma_{hj}^{(m)}$  позволяют определить границы  $O_j$ , разделяющие комплексные плоскости входного ( $j = 1$ ) и выходного ( $j = 2$ ) нагрузочных ККО  $\Gamma_{hj}$  АК на устойчивые области (на рис. 4 отмечены знаком "+") и неустойчивые области (отмечены знаком "-"). Координаты центров  $r_j$ ,  $\varphi_j$  границ  $O_j$  этих областей и их радиусы  $R_j$  являются параметрами устойчивости.

Метод анализа устойчивости реализуется следующим образом. АК посредством входного и выходного ПСТ вводят в режим устойчивой автогенерации, выбирая его нагрузочные ККО  $\Gamma_{hj}$ , так, чтобы они находились в неустойчивых областях их комплексной плоскости (знаки "-" на рис. 4, где точками  $j = 1, 2$  отмечены выбранные значения). При этом в каждом из ПСТ используют только один шлейф ( $N_{ш} = 1$ ).

Далее при фиксированном значении выходного нагрузочного ККО  $\Gamma_{h2} = \text{const}$  в точке  $j = 2$  осуществляют прогонку входного нагрузочного ККО  $\Gamma_{h1}$ , уменьшая, а затем увеличивая модуль с вариацией фазы  $\varphi_1$  в пределах  $0 \dots 2\pi$  для каждого

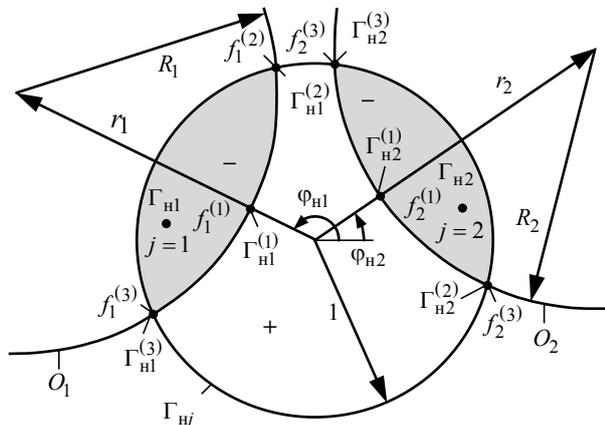


Рис. 4

из выбираемых значений модуля  $0 \leq |\Gamma_{h1}| \leq 1$ . Изменение модуля  $|\Gamma_{h1}|$  обеспечивается изменением глубины погружения емкостного шлейфа входного ПСТ, а его фазы  $\varphi_1$  – перемещением этого емкостного шлейфа по длине ПСТ.

Прогонкой входного нагрузочного ККО  $\Gamma_{h1}$  находят минимальное  $\Gamma_{h1}^{(1)}$  и два максимальных граничных значения его модуля  $\Gamma_{h1}^{(2)}$ ,  $\Gamma_{h1}^{(3)}$  (рис. 4), при которых наблюдается срыв автогенерации. После этого АК отключают и измеряют эти три значения нагрузочных ККО  $\Gamma_{h1}$  при непосредственном соединении КП встык. Далее возвращают входной нагрузочный ККО  $\Gamma_{h1}$  в исходную точку  $j = 1$  и аналогично измеряют три значения  $\Gamma_{h2}^{(1)}$ ,  $\Gamma_{h2}^{(2)}$  и  $\Gamma_{h2}^{(3)}$  выходного нагрузочного ККО  $\Gamma_{h2}$ .

Параметры устойчивости  $r_j$ ,  $\varphi_j$  и  $R_j$  – координаты центра и радиусы границ  $O_j$  неустойчивых областей нагрузочных ККО  $\Gamma_{hj}$  – определяются решением системы уравнений

$$|\Gamma_{hj}^{(m)}| = x_j + a_m y_j + b_m z_j, \quad m = \overline{1, 3},$$

где  $a_m = 2 |\Gamma_{hj}^{(m)}| \cos \varphi_{Tj}^{(m)}$ ;  $b_m = 2 |\Gamma_{hj}^{(m)}| \sin \varphi_{Tj}^{(m)}$  – константы, значения которых зависят от модуля  $|\Gamma_{hj}^{(m)}|$  и фазы  $\varphi_{Tj}^{(m)}$  измеренных нагрузочных ККО;

$$x_j = R_j^2 - r_j^2; \quad y_j = r_j \cos \varphi_j; \quad z_j = r_j \sin \varphi_j$$

– переменные, с учетом которых определяются параметры устойчивости:

$$r_j = \sqrt{x_j^2 + y_j^2}; \quad \varphi_j = \arccos(y_j / r_j); \quad R_j = \sqrt{x_j^2 + r_j^2}.$$

Значения модуля нагрузочного ККО  $|\Gamma_{hj}|$ , принадлежащие границам  $O_j$ , в зависимости от его фазы  $\varphi_{Tj}$ , можно рассчитать по формуле

$$|\Gamma_{hj}| = R_j \cos(\varphi_j - \varphi_{Tj}) - \sqrt{R_j^2 \cos^2(\varphi_j - \varphi_{Tj}) + r_j^2}.$$

При необходимости может быть определен максимально достижимый диапазон перестройки частоты  $f_j$  автогенерации АК по его входу и выходу:

$$\Delta f_j = |f_j^{(2)} - f_j^{(3)}|,$$

где  $f_j^{(2)}$  и  $f_j^{(3)}$  – частоты срыва автогенерации (см. рис. 4).

При имитационном моделировании усилителей во входном и выходном ПСТ используются три шлейфа, что обеспечивает относительную полосу пропускания порядка 10–15 % на центральной частоте  $f$  в пределах 4...12 ГГц. При имитационном моделировании автогенераторов используется один шлейф. При имитационном моделировании усилителей нагрузочные ККО  $\Gamma_{Hj}$  выбираются в устойчивой области (символ "+" на рис. 4), а при имитационном моделировании автогенераторов – в их неустойчивых областях (символы "-").

**Методика определения S-параметров.** Предлагаемая методика усовершенствует аналогичную приближенную методику работ [3], [4]. Для определения S-параметров нагруженного АК необходимо дополнительно измерить ККО  $\Gamma_i$  на его входе ( $i=1$ ) и выходе ( $i=2$ ), а также его ККП  $T_{ij}$  ( $i, j=1, 2, i \neq j$ ) (см. рис. 1) при включении АК в ККУ.

Измерение ККО АК  $\Gamma_i$  аналогично измерению его нагрузочных ККО  $\Gamma_{Hj}$  при замене в выражениях (6)  $\Gamma_{Hj}$  на  $\Gamma_i$ .

Для выяснения физической сущности измерения ККП АК  $T_{ij}$  представим его сигнальным графом в виде нагруженного четырехполюсника (рис. 5, а, где нагрузочные ККО  $\Gamma_{Hj}$  отнесены к плоскостям  $i-i$  его входа ( $i, j=1$ ) и выхода ( $i, j=2$ )).

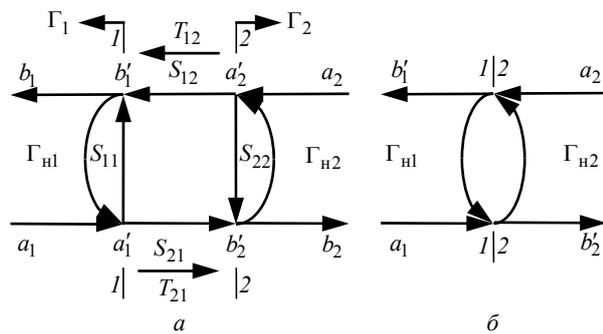


Рис. 5

Измерение ККП  $T_{ij}$  осуществляется в следующем порядке. Первоначально измеряется отношение комплексных амплитуд (КА) волны  $b_i$ , прошедшей через АК к плоскости  $i-i$  его входа ( $i=1$ ) или выхода ( $i=2$ ) (рис. 5, а), и  $i$ -го опорного сигнала  $a_{iq}^0$ :

$$\rho_{iq} = \frac{b_i}{a_{iq}^0} \Big|_{a_i=0, a_i^0 \neq 0, a_j \neq 0, i, j=1, 2, i \neq j}, \quad (15)$$

где  $\rho_{iq}$  – измеряемый эквивалентный ККО, который может быть определен из (6) и (7).

Далее измеряется отношение КА прошедшей к соединенным встык плоскостям  $i-i$  ( $i=1, 2$ ) волны  $b'_i$  к  $i$ -му опорному сигналу  $a_{iq}^0$  (рис. 5, б):

$$\rho'_{iq} = \frac{b'_i}{a_{iq}^0} \Big|_{a_i=0, a_i^0 \neq 0, a_j \neq 0, i, j=1, 2, i \neq j}, \quad (16)$$

где  $\rho'_{iq}$  – измеряемый эквивалентный ККО, который также может быть определен из (6) и (7).

Из сигнального графа (рис. 5, б) КА волны  $b'_i$  можно определить как

$$b'_i = \frac{a_j}{1 - \Gamma_{H1}\Gamma_{H2}}, \quad i, j=1, 2, i \neq j. \quad (17)$$

Подставив (17) в (16), а затем разделив (15) на результат подстановки, найдем измеренный ККП:

$$T_{ij} = \frac{b_i}{a_j} = \frac{\rho_{iq}}{\rho'_{iq}(1 - \Gamma_{H1}\Gamma_{H2})}, \quad i, j=1, 2, i \neq j,$$

где ККО  $\Gamma_{Hj}$  определены с учетом (14).

Установим взаимосвязь измеренных ККО  $\Gamma_i$  и ККП  $T_{ij}$  с S-параметрами АК и ранее измеренными его нагрузочными ККО  $\Gamma_{Hj}$ .

Волны возбуждений  $a'_i$  и  $b'_i$  в плоскостях  $i-i$  входа ( $i, j=1$ ) и выхода ( $i, j=2$ ) АК связаны между собой через его S-параметры выражениями  $b'_i = S_{ii}a'_i + S_{ij}a'_j$ ,  $i, j=1, 2, i \neq j$ , откуда ККО  $\Gamma_i$  на его входе и выходе можно определить как

$$\Gamma_i = S_{ii} + S_{ij} \frac{a'_j}{a'_i} \Big|_{a_i \neq 0, a_j = 0, i, j=1, 2, i \neq j}. \quad (18)$$

Волну возбуждения  $a'_j$  (18) в плоскости  $j-j$  входа АК ( $j=2$ ) определим из сигнального графа (рис. 5, б) в виде

$$a'_j = a'_i \frac{S_{ji}\Gamma_{Hj}}{1 - S_{jj}\Gamma_{Hj}} \Big|_{a_i \neq 0, a_j = 0, i, j=1, 2, i \neq j},$$

откуда

$$\frac{a'_j}{a'_i} = \frac{S_{ji}\Gamma_{Hj}}{1 - S_{jj}\Gamma_{Hj}} \Big|_{a_i \neq 0, a_j = 0, i, j=1, 2, i \neq j}. \quad (19)$$

Подстановка (19) в (18) дает

$$\Gamma_i = S_{ii} + \frac{S_{ij}S_{ji}\Gamma_{nj}}{1 - S_{jj}\Gamma_{nj}} \Big|_{a_i \neq 0, a_j = 0,} \quad (20)$$

Применив к сигнальному графу (рис. 5, а) правило некасающихся контуров [1], определим ККП  $T_{ij}$  нагруженного АК:

$$T_{ij} = S_{ij}/\Delta, \quad i, j = 1, 2, \quad i \neq j, \quad (21)$$

где определитель

$$\Delta = (1 - S_{11}\Gamma_{n1})(1 - S_{22}\Gamma_{n2}) - S_{12}S_{21}\Gamma_{n1}\Gamma_{n2}. \quad (22)$$

Вынося поочередно первые два члена  $(1 - S_{11}\Gamma_{n1})$  и  $(1 - S_{22}\Gamma_{n2})$  (22) с подстановкой (20), получим другой вид определителя:

$$\begin{aligned} \Delta &= (1 - S_{11}\Gamma_{n1})(1 - \Gamma_2\Gamma_{n2}) = \\ &= (1 - S_{22}\Gamma_{n2})(1 - \Gamma_1\Gamma_{n1}). \end{aligned} \quad (23)$$

Из равенства представлений  $\Delta$  (23) найдем:

$$S_{22} = S_{11}c_1 + c_2, \quad (24)$$

где

$$c_1 = \frac{\Gamma_{n1}(1 - \Gamma_2\Gamma_{n2})}{\Gamma_{n2}(1 - \Gamma_1\Gamma_{n1})}; \quad c_2 = \frac{\Gamma_2\Gamma_{n2} - \Gamma_1\Gamma_{n1}}{\Gamma_{n2}(1 - \Gamma_1\Gamma_{n1})}.$$

Подстановка (24) в (20) при  $i, j = 1, 2, \quad i \neq j$  с исключением произведения  $S_{12}S_{21}$  дает

$$S_{11} = [\Gamma_{n2}(\Gamma_2 - c_2) - \Gamma_{n1}\Gamma_1(1 + c_2\Gamma_{n2})]/D, \quad (25)$$

где

$$\begin{aligned} D &= \Gamma_{n2}[c_1 + \Gamma_{n1}(\Gamma_2 + c_2)] - \\ &- \Gamma_{n1}[1 + \Gamma_{n2}(c_1\Gamma_1 + c_2)]. \end{aligned}$$

Из (21) при  $i, j = 1, 2, \quad i \neq j$  имеем:

$$S_{12} = T_{12}\Delta; \quad S_{21} = T_{21}\Delta. \quad (26)$$

Таким образом, выражения (24)–(26) устанавливают связь измеренных ККО  $\Gamma_i$ ,  $\Gamma_{nj}$  и ККП  $T_{ij}$  с  $S$ -параметрами нагруженного АК в коаксиальном тракте.

С учетом  $R_i$ -параметров (13)  $S$ -параметры (24)–(26) АК в коаксиальном тракте можно представить в виде каскадного соединения  $S = f(R_1, S', R_2)$ . Тогда  $S'$ -параметры АК в микрополосковом тракте можно определить из выражений [6]

$$\begin{cases} S'_{11} = [R_{112}(R_{111}S_{22} - \Delta_S) + \\ \quad + (S_{11} - R_{111})\Delta_{R2}]/\Delta; \\ S'_{12} = -R_{211}R_{212}S_{12}/\Delta; \\ S'_{21} = -R_{121}R_{122}S_{21}/\Delta; \\ S'_{22} = [R_{221}(R_{222}S_{11} - \Delta_S) + \\ \quad + (S_{22} - R_{222})\Delta_{R1}]/\Delta, \end{cases} \quad (27)$$

где

$$\begin{aligned} \Delta_S &= S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}; \\ \Delta_{R2} &= R_{112}R_{222} - R_{122}R_{212}; \\ \Delta &= R_{112}(S_{22}\Delta_{R1} - R_{221}\Delta_S) + \\ &\quad + (R_{221}S_{11} - \Delta_{R1})\Delta_{R2}; \\ \Delta_{R1} &= R_{111}R_{221} - R_{121}R_{211}. \end{aligned}$$

Здесь последний индекс при  $R_i$ -параметрах определяет их принадлежность к входу ( $i = 1$ ) или выходу ( $i = 2$ ).

Выражения (27) обеспечивают перенос результатов калибровки анализатора коаксиальными мерами на измерение  $S$ -параметров АК, предназначенных для включения в МПЛ. Для  $S$ -параметров коаксиальных узлов  $S' = S$ .

В таблице приведено содержание теста зондирующих  $a_i$  и опорных  $a_i^0$  сигналов при измерении ККО  $\Gamma_i$  и ККП  $T_{ij}$  АК в режиме усиления и генерации.

Сигнал	Режим усиления			
	$\Gamma_1$	$\Gamma_2$	$T_{12}$	$T_{21}$
Непрерывный, модулированный	$a_1, a_1^0$	$a_1, a_2, a_2^0$	$a_1, a_2, a_1^0$	$a_1, a_2^0$
Сигнал	Режим генерации			
	$\Gamma_1$	$\Gamma_2$	$T_{12}$	$T_{21}$
Модулированный	$a_1, a_1^0$	$a_2, a_2^0$	$a_2, a_1^0$	$a_1, a_2^0$

Режим усиления АК задается входным непрерывным зондирующим сигналом  $a_1$ . При этом измерение ККО  $\Gamma_2$  и ККП  $T_{12}$  АК осуществляется методом выделения амплитудно-модулированных зондирующих и опорных сигналов  $a_2, a_2^0$  и  $a_2, a_1^0$ , что обеспечивает их селекцию от входного непрерывного зондирующего сигнала  $a_1$ . В режиме генерации измерение всех ККО  $\Gamma_i$  и ККП  $T_{ij}$  АК осуществляется методом выделения амплитудно-модулированных зондирующих и опорных сигналов  $a_i$  и  $a_i^0$ , что обеспечивает их селекцию от собственного выходного сигнала АК  $b_2$ . Амплитуда зондирующего сигнала  $a_2$  в ре-

жиме усиления и амплитуды зондирующих сигналов  $a_1$  и  $a_2$  в режиме генерации выбираются из условия их минимального влияния на эти режимы.

Таким образом, предложен принцип построения ИА, обеспечивающего имитационное моделирование усилителей и автогенераторов в коаксиальном тракте в соответствии с их ТЗ с последующим измерением нагрузочных ККО  $\Gamma_{Hj}$  их АК в его реальном режиме работы для непосредственного проектирования этих устройств в микрополосковом исполнении. Такое адекватное измерение нагрузочных ККО  $\Gamma_{Hj}$  обеспечивает повышение экономической эффективности САПР этих устройств, поскольку позволяет сократить цикл опытно-конструкторских работ (ОКР) в 2–3 раза за счет исключения необходимости многократной

технологической коррекции опытного образца этих устройств. Сформирована математическая модель ИА, а также математическая модель его калибровки. Рассмотрен метод анализа устойчивости АК в пространстве его нагрузочных ККО  $\Gamma_{Hj}$ , облегчающий выбор ККО АК для последующего проектирования усилителей и автогенераторов,

Дополнительно рассмотрена возможность использования ИА для измерения ККО  $\Gamma_i$  на входе и выходе нагруженного АК, а также измерения его ККП  $T_{ij}$ , которые совместно с его измеренными нагрузочными ККО  $\Gamma_{Hj}$  позволяют по предложенной методике определить S-параметры этого компонента, которые он имел бы при включении в микрополосковую линию.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Полупроводниковые входные устройства СВЧ: в 2 т. / под ред. В. С. Эткина. М.: Сов. радио, 1975. Т. 1. 344 с.
2. Савелькаев С. В., Заржецкая Н. В. Расчет и проектирование автогенераторов СВЧ в пространстве S-параметров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2016. Вып. 1. С. 30–37.
3. Савелькаев С. В. Двухсигнальный метод измерения S-параметров активных СВЧ-цепей в режиме большого сигнала // Электрон. техника. Сер. Электроника СВЧ. 1991. Вып. 5(439). С. 30–32.
4. Савелькаев С. В. Методы анализа устойчивости активных СВЧ-цепей и измерения их S-параметров // Метрология. 2005. № 4. С. 19–28.

Статья поступила в редакцию 16 ноября 2016 г.

**Для цитирования:** Теоретические основы построения имитатора-анализатора усилителей и автогенераторов СВЧ / С. В. Савелькаев, С. В. Ромаско, В. А. Литовченко, Н. В. Заржецкая // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 1. С. 63–74.

**Савелькаев Сергей Викторович** – д. т. н. (2007), доцент (2013), профессор кафедры специальных устройств и технологий Сибирского государственного университета геосистем и технологий (г. Новосибирск). Автор 90 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехника; радиотехнические измерения; механика. E-mail: sergei.savelkaev@yandex.ru

**Ромаско Светлана Владимировна** – аспирантка и ассистент кафедры метрологии и технологии оптического производства Сибирской государственной геодезической академии (г. Новосибирск). Инженер-метролог (2009, Сибирская государственная геодезическая академия). Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов – метрология и метрологическое обеспечение радиотехнических измерений; методы и средства измерения параметров активных компонентов усилителей и автогенераторов СВЧ с использованием имитаторов-анализаторов. E-mail: s\_romasko@mail.ru

**Литовченко Владимир Анатольевич** – менеджер по управлению персоналом (2009, Московское высшее военное командное училище), начальник учебной лаборатории кафедры разведки и воздушной десантной подготовки Новосибирского высшего военного командного училища, аспирант кафедры метрологии и технологии оптического производства Сибирского государственного университета геосистем и технологий. Автор 16 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехнические измерения; проектирование и анализ СВЧ-устройств. E-mail: litovchienko.vladimir@mail.ru

**Заржецкая Наталья Викторовна** – инженер-системотехник (1988, Новосибирский электротехнический институт), старший преподаватель кафедры специальных устройств и технологий, аспирант кафедры метрологии и технологии оптического производства Сибирского государственного университета геосистем и технологий (г. Новосибирск). Автор 18 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехнические измерения; системы автоматического управления. E-mail: zarjetskaya@yandex.ru

S. V. Savelkaev, S. V. Romasko, V. A. Litovchenko, N. V. Zarzhetskaya  
Siberian State University of Geosystems and Technology (Novosibirsk)

### Theoretical basis of simulator-analyzer building-up for microwave amplifiers and oscillators

**Abstract.** The construction principle of simulator-analyzer is proposed providing simulation modeling of amplifiers and oscillators in coaxial microwave measurement chain according to their technical specifications, followed by measurement of complex load reflection coefficients of the active component of the devices for their further development in microstrip design. Mathematic model of simulator-analyzer as well as mathematic model of its calibration is presented. Analysis method of active component stability in the area of its complex load reflection coefficients is considered that facilitates the choice of the loads and the most active component in simulation of amplifiers and oscillators. In addition, the possibility of using the simulator-analyzer for measuring complex reflection coefficients at the input and the output of the loaded active component is described, as well as measurement of its complex transmission coefficients which together with the measured complex load reflection coefficients allow to determine S-parameters of the analyzed component it will have when included in a micro strip line.

**Key words:** Simulator, Analyzer, Mathematic Model, Calibration, Complex Reflection Coefficient and Transmission, Analysis method of active component stability, Method of S-Parameters Determining, Method of Transfer of the Measurement Results from the Coaxial Line to the Micro Strip

### REFERENCES

1. Etkina V. S. *Poluprovodnicovye vkhodnye ustroystva* [UHF Semiconductor Input Devices]. Moscow, Sov. radio Publ. 1975, vol. 1, 344 p. (In Russian)
2. Savelkaev S. V., Zarzhetskaja N. V. Calculation and Design of UHF Oscillators in the Space of S-Parameters. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika*. 2016, no. 1, pp. 30–37. (In Russian)
3. Savelkaev S. V. Two signal method of measuring of S-parameters of active UHF circuits in large-signal mode. *Electronnaja tehnika. Ser. Elektronika SVCH*. 1991, no. 5(439), pp. 30–32. (In Russian)
4. Savelkaev S. V. Methods of stability analysis of active UHF circuits and measure their S-parameters. *Metrologiya*. 2005, no. 4, pp. 19–28. (In Russian)
5. Savelkaev S. V. Koaksialnoe kontaktnoe ustroystvo [Coaxial contact device]. *Izmeritel'naya tekhnika*. 2005, no. 5, pp. 65–68. (In Russian)
6. Savelkaev S. V. *Sposob kalibrovki koaksialnogo kontaktnogo ustroystva* [A method of calibrating of the coaxial contact device]. Pat. SU, no. 1774286, 1992. (In Russian)
7. Savelkaev S. V. Theoretical basics of building of two signals UHF circuits analyzers. *Izmeritel'naya tekhnika*. 2005, no. 3, pp. 41–46. (In Russian)
8. Savelkaev S. V. A variation method of estimating the total error of measurement of the UHF circuits analyzers. *Izmeritel'naya tekhnika*. 2008, no. 12, pp. 43–46. (In Russian)

Received November, 16, 2016.

**For citation:** Savelkaev S. V., Romasko S. V., Litovchenko V. A., Zarzhetskaja N. V. Theoretical basis of simulator-analyzer building-up for microwave amplifiers and oscillators. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika*. [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 1, pp. 63–74. (In Russian)

**Sergey V. Savelkaev** – D.Sc. in engineering (2007), Associate Professor (2013), professor of the Department of Special Devices and Technologies of Siberian State University of Geosystems and Technologies (Novosibirsk). The author of 90 scientific publications Area of expertise: radio equipment; radio measurement; mechanics.  
E-mail: sergei.savelkaev@yandex.ru

**Svetlana V. Romasko** – Dipl.-engineer on metrology (2009, Siberian State Geology Academy), post graduate student and teaching assistant of the Department of Metrology and Optics Engineering of named academy (t. of Novosibirsk). The author of 20 scientific publications. Area of expertise: metrology and metrological support of radio engineering measurements; methods and means of measurement of parameters of the active components amplifiers and oscillators microwave using simulators analyzers.  
E-mail: s\_romasko@mail.ru

**Vladimir A. Litovchenko** – Manager on human resources (2009, the Moscow Higher Military Command School), Chief of the Laboratory of the Department of Intelligence and Airborne Training of the Novosibirsk Higher Military Command School, post graduate student of the Department of Optics Engineering of Siberian State University of Geosystems and Technologies. The author of 16 scientific publications. Area of expertise: radio measurement; design and analysis of UHF devices.  
E-mail: litovchienko.vladimir@mail.ru

**Natalya V. Zarzhetskaya** – System Engineer (1988, Novosibirsk Electrotechnical Institute), Senior Tutor of the Department of Special Devices and Technologies, post graduate student of the Department of Metrology and Technologies of Optical Production of Siberian State University of Geosystems and Technologies (t. of Novosibirsk). The author of 18 scientific publications. Area of expertise: electronic measurement, automatic control systems.  
E-mail: zarzhetskaya@yandex.ru



УДК 519.81+61:004

С. В. Никифоров, Б. И. Смирнов

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

## Модуль прогнозирования осложнений после трансплантации костного мозга у детей с лейкозами

*Описан программный модуль, оценивающий вероятность возникновения осложнений после трансплантации костного мозга. В основу положена модель, построенная на основе логистической регрессии и использующая базу данных, содержащую записи 155 пациентов в возрасте от 5 до 21 года. Модуль содержит подробное графическое представление результатов в виде ROC-кривой, вычисленных значений истинного и ложного прогнозов, а также отношения правдоподобия полученных оценок. На графиках выделяются области достоверного и недостоверного прогнозов, а также область невозможности прогнозирования.*

**Трансплантация костного мозга, прогнозирование осложнений, логистическая регрессия, ROC-анализ, чувствительность, специфичность, истинный прогноз, ложный прогноз, отношение шансов, отношение риска, доверительный интервал, программный модуль**

Трансплантация костного мозга (ТКМ) – процедура, используемая для лечения лейкозов. На этапе подготовки обычно используют химиотерапию, которая ослабляет иммунитет. В результате пациент в этот период подвержен различным инфекциям (бактериальным, вирусным, грибковым). Для борьбы с инфекциями пациенту делают профилактические процедуры [1].

Инфекционные осложнения часто являются причиной смерти, поэтому до ТКМ лечащий врач проводит собеседование, на котором принимается решение о трансплантации. Представленный в настоящей статье программный модуль наглядно демонстрирует вероятность возникновения осложнений, тем самым облегчает принятие решения и повышает его объективность. В частности, представление информации программным модулем облегчает ее понимание родителями или опекунами ребенка, дающими согласие на трансплантацию.

В большинстве известных прогностических калькуляторов [1]–[3] используются многомерные регрессионные модели, разработанные для получения оценок одной целевой переменной (ЦП), зависящей от нескольких переменных. В случае логистической регрессии ЦП имеет бинарный тип. Прогнозируется вероятность появления целевой категории в зависимости от независимых переменных.

В настоящей статье ЦП характеризует возможность появления осложнений. Она является бинарной со значениями "да" или "нет". Целью построения логистической регрессии является достижение ЦП значения "нет".

Логистическая регрессия – статистический подход, используемый для оценки связи дихотомической зависимой переменной от набора независимых переменных [4]. Благодаря тому что значения логистической функции заключены в интервале [0, 1] (рис. 1), ее удобно использовать для описания вероятности прогноза целевой категории:

$$p(z) = \frac{1}{1 + e^{-z}}. \quad (1)$$

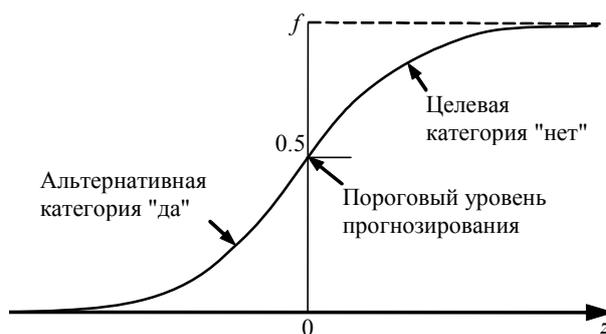


Рис. 1

Аргумент  $z$  регрессионного уравнения (1) записывается как взвешенная сумма всех независимых переменных  $X_i$ , включенных в модель:

$$z = \sum \beta_i X_i, \quad i = \overline{1, m}, \quad (2)$$

где  $\beta_i$  – весовые коэффициенты, определяемые в результате построения модели;  $m$  – количество независимых переменных.

Переменная  $z$  (2) строилась обычным пошаговым методом в процедуре логистической регрессии пакета SPSS [5]. Исходными данными являлся экспериментальный материал медико-биологических параметров: база данных из 155 записей детей в возрасте от 5 до 21 года. Перед построением модели был выполнен разведочный анализ [6], который позволил получить список потенциальных предикторов из 21 переменной, на основе которого сформирована логистическая модель из 6 переменных.

Предложенная модель прогнозирования отсутствия осложнений (состояние "нет") представляет собой линейное уравнение из бинарных независимых переменных  $X_i, i = \overline{1, 6}$ :

$$z = \ln \left[ \frac{p(z)}{1-p(z)} \right] = 1.771X_1 + 0.984X_2 - 1.365X_3 - 1.853X_4 - 2X_5 - 2.75X_6. \quad (3)$$

Для приведения исходных данных к бинарным значениям  $\{0, 1\}$  использовано внутреннее преобразование при построении регрессии. Весовые коэффициенты (3) получены в процессе подгонки модели.

Значение  $z = 0$  используется как порог классификации: при  $z > 0$ , состояние классифицируется как целевая категория (в данном случае – состояние "нет"), а при  $z < 0$  как альтернативная категория ("есть") (рис. 1). Полученная модель не единственная, возможны и другие варианты, например учитывающие двухфакторные связи [6].

С точки зрения радиотехники логистическая регрессия похожа на задачу распознавания двух сигналов, соответствующих различным состояниям индивида, причем распределения состояний могут различаться. Отношение "сигнал/шум", используемое для решения этой задачи, отражает полноту представления и качество извлечения информации из исходных данных.

Выражение (3) с учетом преобразования (1) доступно для анализа влияния указанного в нем набора переменных на ЦП и классификации осложнений конкретного индивида. Однако для

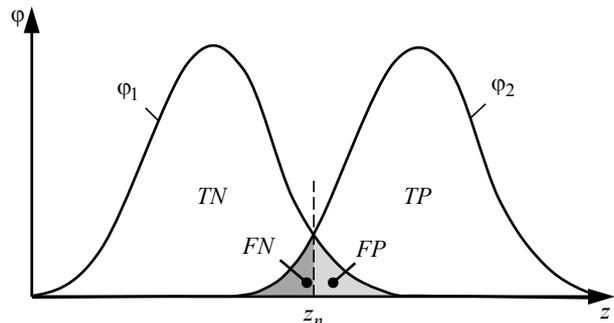


Рис. 2

применения модели в целях медицинской диагностики и проверки ее качества целесообразно перейти к общепринятым в указанной отрасли характеристикам прогнозирования: чувствительности и специфичности, которые, в свою очередь, можно получить из ROC-кривых<sup>1</sup> [3], [6], [7].

Чувствительность метода определяется как доля правильных решений среди всех положительных:

$$Sen = TP / (TP + FN),$$

где  $TP, FN$  – количества верных и ошибочных положительных решений соответственно.

Специфичность метода определяется как доля правильных отрицательных решений среди всех отрицательных:

$$Spe = TN / (TN + FP),$$

где  $TN, FP$  – количества верных и ошибочных отрицательных решений соответственно.

Если при отсутствии сигнала плотность вероятности значений анализируемого параметра  $z$  имеет вид  $\varphi_1(z)$ , а при его наличии – вид  $\varphi_2(z)$  (рис. 2), вероятности принятия решений при пороге  $z = z_n$  определяются указанными на рис. 2 площадями.

ROC-кривая – это график, построенный в координатах " $Sen - \overline{Spe}$ " ( $\overline{Spe} = 1 - Spe$ ) (рис. 3), позволяющий оценить качество работы классификатора через уравнивание его чувствительности и специфичности. Классификатор обладает тем лучшим качеством, чем выше над биссектрисой первого квадранта  $I$  проходит его ROC-кривая 2.

В медицинской практике для принятия решения о классификации конкретного набора независимых переменных, характеризующих индивида, обычно используется критерий идеального наблюдателя [7], [8], согласно которому ошибки первого и второго рода уравниваются. В ROC-пространстве (рис. 3) порог по критерию идеального

<sup>1</sup> ROC – receiver operating characteristic (рабочая характеристика приемника).

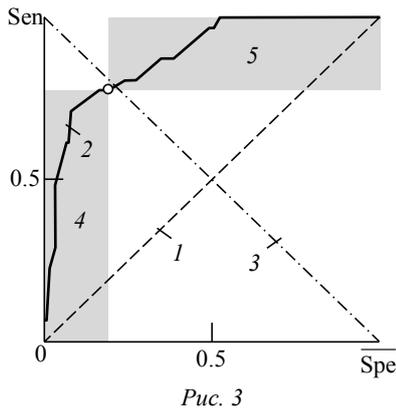


Рис. 3

наблюдателя выбирается как точка, наиболее близкая к пересечению ROC-кривой 2 с линией 3, в котором  $\overline{Spe} = 1 - \overline{Sen}$  (на рис. 3 обозначена круглым маркером).

ROC-пространство на рис. 3 разбито на две части линией 1. Пространство, лежащее выше этой диагонали, относится к выбору целевой категории. Пространство ниже диагонали относится к ошибочному выбору категории. Сама диагональ соответствует случайному выбору или "нулевому прогнозу". Обычно используется первый вариант. Появление порога классификации позволяет разбить ROC-пространство еще на две части: пространство отсутствия осложнений 4 (целевая категория) и пространство осложнений 5 (альтернативная категория). В этих двух пространствах и должны быть представлены характеристики прогнозирования осложнений индивидов.

ROC-кривая – один из популярных видов представления информации о модели прогнозирования. По ней видно, как регрессионный анализ извлекает информацию о ЦП из экспериментальных данных, как оценивается качество прогнозирования.

Интегрально качество извлечения информации оценивается по площади между реальной ROC-кривой и линией нулевого прогноза (критерий AUC [7]). Кроме того, из ROC-кривой видны связь ошибок первого и второго рода модели, потенциальные значения  $\overline{Sen}$  и  $\overline{Spe}$ , однако по ней сложно определить вероятности прогнозов для реального индивида.

Поэтому второй вариант представления модели, который используется в разрабатываемом модуле, – график зависимости вероятностей прогнозов от значений регрессионного уравнения  $z$  (2). Предлагается ввести: вероятность истинного прогноза ( $P_{ИП}$ ) – правильного предсказания состояния при его истинности и вероятность ложного прогноза ( $P_{ЛП}$ ) – предсказания состояния при

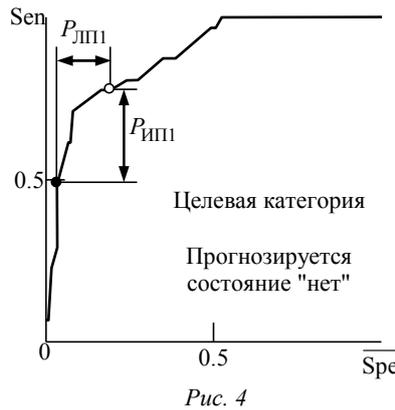


Рис. 4

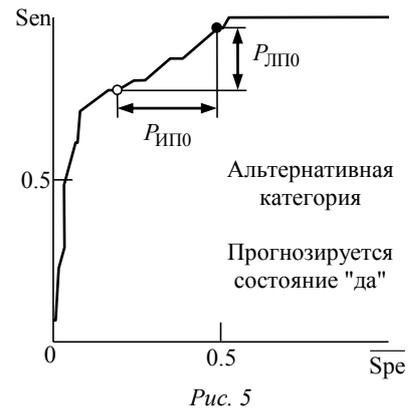


Рис. 5

его ложности. Вместо значений чувствительности, специфичности и их дополнений предлагаются переменные:  $P_{ИП1}$  – вероятность истинного прогноза состояния "нет",  $P_{ЛП1}$  – вероятность ложного прогноза состояния "нет",  $P_{ИП0}$  – вероятность истинного прогноза состояния "да",  $P_{ЛП0}$  – вероятность ложного прогноза состояния "да".

Значения  $P_{ИП}$  и  $P_{ЛП}$  определяются по ROC-кривой в соответствии с выбранной областью (рис. 3). Для области прогнозирования отсутствия осложнений (рис. 3, 4)  $P_{ИП1}$  определяется по оси  $\overline{Sen}$  как разность между пороговым значением и точкой состояния пациента, а  $P_{ЛП1}$  – как разность по оси  $\overline{Spe}$  между порогом и точкой состояния пациента (рис. 4).

Для области прогнозирования осложнений (рис. 3, 5) вычисляются такие же разности, но для  $P_{ИП0}$  по оси  $\overline{Spe}$ , а  $P_{ЛП0}$  – по оси  $\overline{Sen}$  (рис. 5).

По значениям ИП и ЛП строится график прогнозов (рис. 6) в зависимости от значений регрессионного уравнения  $z$ , т. е. от состояния пациента. По этому графику более просто классифицировать осложнения (наличие – левее порога, отсутствие – правее) и определять числовое значение прогноза. На рис. 6 в области прогнозирования отсутствия осложнений сплошная кривая –

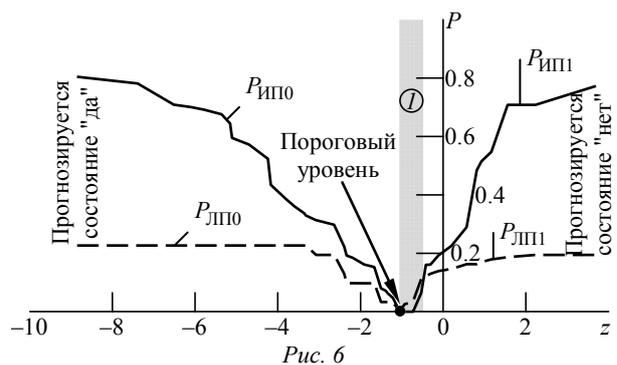


Рис. 6

вероятность  $P_{ИП1}$  и штриховая кривая – вероятность  $P_{ЛП1}$  переходят после порогового уровня в штриховую линию  $P_{ЛП0}$  и сплошную линию  $P_{ИП0}$  в области прогноза наличия осложнений соответственно. Как видно из рис. 6, условие нормировки выполняется.

По графику прогнозов (рис. 6) определилась область, где вероятность ЛП оказалась выше вероятности ИП (на рис. 6, 1). Эту область следует отнести к невозможности прогнозирования, возникновение которой обусловлено различием распределений вероятностей  $\varphi_1(z)$  и  $\varphi_2(z)$  вблизи порогового уровня и значительными величинами ошибок первого и второго рода.

Третий вариант представления характеристик прогнозирования (рис. 7) – отношения правдоподобия

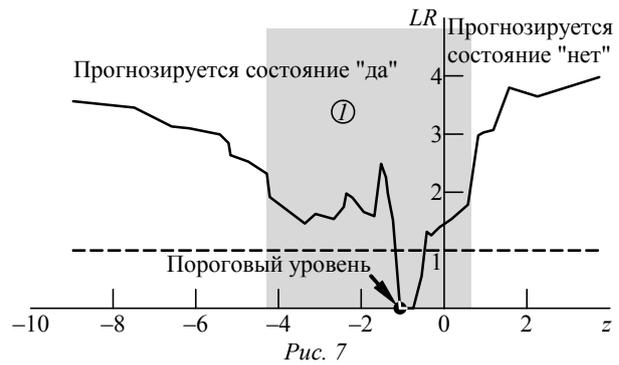
$$LR_1 = P_{ИП1}/P_{ЛП1}; LR_0 = P_{ИП0}/P_{ЛП0}$$

или относительный риск. Эта статистика широко используется для описания взаимосвязи номинальных переменных [5].

Оценки отношения правдоподобия можно задать в интервальном виде с учетом 95 %-го доверительного интервала (ДИ). Тогда вне зоны (рис. 7, 1) значения регрессионного уравнения (2) таковы, что весь ДИ лежит выше 1, что указывает границы, гарантирующие правильность прогноза с 95 %-й достоверностью. Эти значения могут быть использованы в лечебной практике как границы достоверного прогноза.

Если ДИ  $LR$  включает значение 1, это означает, что прогноз ненадежен и может наблюдаться как одно состояние, так и другое.

Так, на рис. 7 левая граница области 1 дает превышение оценки наличия осложнений над



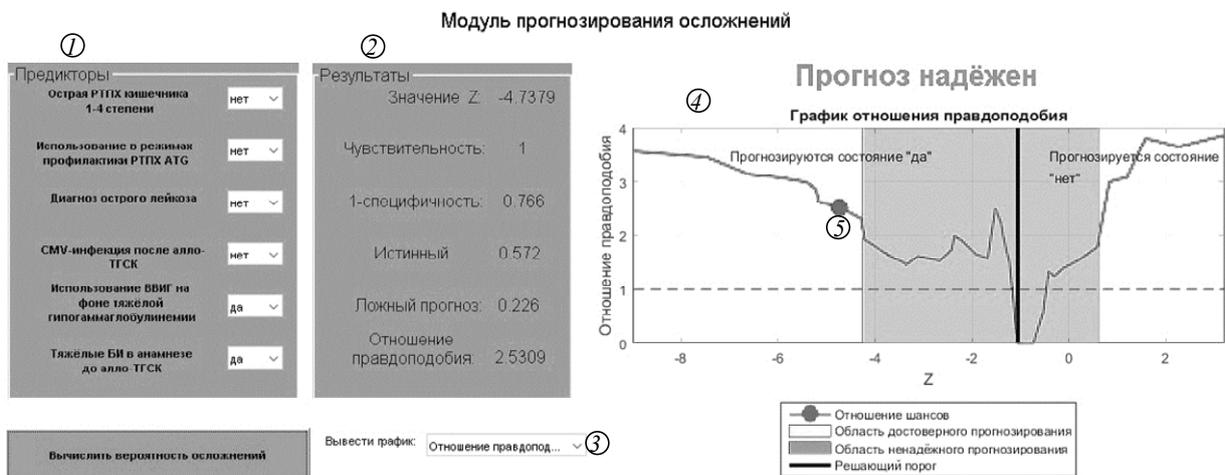
оценкой их отсутствия в 2.3 раза при 95 %-м ДИ, а правая граница этой области – превышение оценки отсутствия осложнений над оценкой их наличия в 1.8 раза поэтому справа и слева от 1 находятся области надежных прогнозов. В области 1 вероятность истинного прогноза может оказаться меньше вероятности ложного прогноза – это область ненадежного анализа.

По мере увеличения объема анализируемой выборки превышения верных оценок над ошибочными на границах области 1 будут снижаться.

**Описание программного модуля.** Программный модуль написан на языке Matlab с использованием графического интерфейса GUIDE. Модуль исполняется в среде Windows 7.

При исполнении модуля формируется главное окно (рис. 8), в котором расположены: блок выбора значений предикторов 1, блок вывода численных результатов 2 и окно графических представлений 4. Результаты в окне 4 могут быть отображены в формах, соответствующих рис. 3, 6, 7. Вариант представления задается в выпадающем меню в окне 3.

В блоке выбора значений предикторов 1 размещены независимые переменные  $X_i, i = \overline{1, 6}$  (2), входящие в модель регрессии. Задавая набор пре-



дикторов состояний конкретного пациента, т. е. определяя вектор его состояния, можно получить числовые характеристики прогнозирования осложнений индивида и на их основании принять терапевтическое решение.

На рис. 8 приведен пример состояния пациента, определенный предикторами 1. Вычисленное значение  $z = -4.7379$  соответствует прогнозированию осложнений (метка 5). На графике отношения шансов эта точка находится в области надежного прогнозирования (не менее 95%). Вычисленное отношение шансов говорит о встречаемости осложнения 2.53 раза чаще, чем их отсутствия.

Приведенные в настоящей статье материалы показывают построение на основании модели логистической регрессии программного модуля прогнозирования осложнений после трансплантации костного мозга у детей с лейкозами. Программный модуль представляет три варианта визуализации решения проблемы прогнозирования. Модуль является инструментом информационной поддержки принятия решения в сложных вариантах лечения онкологических заболеваний. На основании полученных данных из модуля и личного мнения врача о пациенте будет вынесено решение о трансплантации.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Информационные технологии в здравоохранении: ОСИ (февр. 2013–февр. 2014) / сост. О. В. Смирнов. Казань: ПОМНИ, 2014. 5 с. URL: [http://www.rmbic.ru/userfiles/OSI-2\(2\).pdf](http://www.rmbic.ru/userfiles/OSI-2(2).pdf) (дата обращения 25.12.2016).
2. Статистические методы анализа в клинической практике / П. О. Румянцев, В. А. Саенко, У. В. Румянцева, С. Ю. Чекин / ГУ "Медицинский радиологический научный центр РАМН". Обнинск, 2009. 96 с.
3. Файнзильберг Л. С., Жук Т. Н. Гарантированная оценка эффективности диагностических тестов на основе усиленного ROC-анализа // Управляющие системы и машины. 2009. № 5. С. 3–13.
4. Kleinbaum D. G., Klein M. Logistic Regression. New York: Springer-Verlag, 2002. 513 с.
5. Наследов А. Д. SPSS: Компьютерный анализ данных в психологии и социальных науках. СПб.: Питер, 2005. 416 с.
6. Маркелов О. А., Смирнов Б. И. Алгоритм построения моделей логистической регрессии при малом объеме данных // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2010. № 10. С. 94–101.
7. Ланг Т. А., Сесик М. Как описывать статистику в медицине. Руководство для авторов, редакторов и рецензентов / пер. с англ. М.: Практическая медицина, 2011. 480 с.
8. Гуткин Л. С. Теория оптимальных методов радиоприема при флуктуационных помехах. 2-е изд. М.: Сов. радио, 1972. 448 с.

Статья поступила в редакцию 15 ноября 2016 г.

**Для цитирования:** Никифоров С. В., Смирнов Б. И. Модуль прогнозирования осложнений после трансплантации костного мозга у детей с лейкозами // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 1. С. 74–79.

**Никифоров Степан Викторович** – бакалавр по направлению "Радиотехника" (2016), студент 1-го курса магистратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Сфера научных интересов – использование методов прикладной статистики в обработке медико-биологической информации.

E-mail: [stepka\\_007@mail.ru](mailto:stepka_007@mail.ru)

**Смирнов Борис Иванович** – кандидат технических наук (1977), доцент (1995) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Почетный работник высшего профессионального образования Российской Федерации (2005). Автор более 60 научных работ. Сфера научных интересов – разработка и применение микропроцессорных устройств; использование методов прикладной статистики в обработке медико-биологической информации.

E-mail: [dmcs-2010@yandex.ru](mailto:dmcs-2010@yandex.ru)

S. V. Nikiforov, B. I. Smirnov  
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

## The Module for Predicting Complications after Bone Marrow Transplantation in Children with Leukemia

**Abstract.** The paper presents the program module that estimates the probability of complications after the bone marrow transplantation. The shown approach is based on a logistic regression. The medical database containing the records of 155 patients aged from 5 to 21 is used. The program module contains a detailed graphical representation of the results in the form of a ROC curve, the calculated values of true and false predictions as well as likelihood ratio of the obtained values. The areas of reliable and unreliable predictions as well as the area where predictions are impossible are highlighted on the chart.

**Key words:** Bone Marrow Transplantation, Complications Prediction, Logistic Regression, ROC-Analysis, Sensitivity, Specificity, True Forecast, False Forecast, Odds Ratio, Risk Ratio, Confidence Interval, Program Module

## REFERENCES

1. *Informatsionnye tekhnologii v zdavookhraneni: OSI Bibl. uk. (fevr. 2013–fevr. 2014) / sost. O. V. Smirnov* [Information technology in health care: OSI] (febr. 2013–febr. 2014). Kazan: ROMNI, 2014. 5. Available at: [http://www.rmbic.ru/userfiles/OSI-2\(2\).pdf](http://www.rmbic.ru/userfiles/OSI-2(2).pdf) (accessed: 25.12.2016). (In Russian)
2. Rumyantsev P. O., Saenko V. A., Rumyantseva U. V., Chekin S. Yu. *Statisticheskie metody analiza v klinicheskoi praktike* [Statistical methods of analysis in clinical practice]. Obninsk, 2009, 96 p.
3. Fainzil'berg L. S., Zhuk T. N. Guaranteed evaluation of diagnostic tests based on strengthened ROC-analysis. *Upravlyayushchie sistemy i mashiny*. 2009, no. 5, pp. 3–13. (In Russian).
4. Kleinbaum D. G., Klein M. *Logistic Regression*. New York, Springer-Verlag, 2002, 513 p.
5. Nasledov A. D. *Komp'yuternyi analiz dannykh v psikhologii i sotsial'nykh naukakh* [Computer analysis of data in psychology and social sciences]. St. Petersburg, *Piter*, 2005, 416 p. (In Russian).
6. Markelov O. A., Smirnov B. I. Algorithm for constructing a logistic regression model with a small amount of data. *Izvestiya SPbGETU "LETI"*. 2010, no. 10, pp. 94–101. (In Russian).
7. Lang T. A., Sesik M. *How to report statistics in Medicine*. American College of Physicians, Philadelphia, 2006, 478 p.
8. Gutkin L. S. *Teoriya optimalnykh metodov radiopriema pri fluktuatsionnykh pomехah; 2-e izd.* [The theory of optimal methods of radio receiving under fluctuation interferences; 2nd ed.] Moscow, *Sovetskoe radio*, 1972, 448 p. (In Russian)

Received November, 15, 2016.

**For citation:** Nikiforov S. V., Smirnov B. I. The Module for Predicting Complications after Bone Marrow Transplantation at Children with Leukemia. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika*. [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 1, pp. 74–79. (In Russian)

**Stepan V. Nikiforov** – Bachelor's Degree in Radio equipment (2016), the first year Master's Degree student of the of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". Area of expertise – the use of applied statistics methods in the processing of biomedical information.

E-mail: [stepka\\_007@mail.ru](mailto:stepka_007@mail.ru)

**Boris I. Smirnov** – Ph.D. in engineering (1977), Associate Professor (1995) of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". Honorary Worker of higher professional education of the Russian Federation (2005). The author of more than 60 scientific publications. Area of expertise: microprocessor devices development and application; the use of applied statistics methods in the processing of biomedical information.

E-mail: [dmcS-2010@yandex.ru](mailto:dmcS-2010@yandex.ru)



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

- распечатку рукописи (1 экз.) – твердую копию файла статьи, подписанную всеми авторами;
- электронную копию статьи (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 и тематический заголовки. Под рисунком размещаются нумерационный заголовок и через точку – тематический. Строка (строки), содержащая заголовки, центрируется относительно рисунка. Переносы в словах в этой области недопустимы.

Описание самого рисунка и введенных на нем обозначений следует приводить в основном тексте статьи.

Каждый рисунок вместе с заголовком должен помещаться в текстовое поле или в поле объекта (в терминах Microsoft Word).

Следует стремиться к горизонтальному размеру рисунка, равному 16.5 или 7.9 см (в первом случае рисунок будет заверстан вразрез текста, во втором – в оборку).

Буквенные обозначения фрагментов рисунка (шрифт "Times New Roman", курсив, 9 pt) ставятся под фрагментом перед нумерационным заголовком; в тексте ссылка на фрагмент ставится после нумерационного заголовка через запятую (например, рис. 1, а).

Рисунок размещается в ближайшем возможном месте после первого упоминания его или его первого фрагмента в тексте. Первая ссылка на рисунок приводится, например как (рис. 3), последующие – как (см. рис. 3).

Основные линии на рисунках (границы блоков и соединительные линии на схемах, линии графиков) имеют толщину 1 pt, вспомогательные (выноски, оси, размерные линии) – 0.6 pt.

При формировании рисунка, представляющего собой схему, следует придерживаться требований ГОСТ, ЕСКД, ЕСПД (в частности, недопустимо использовать условные графические обозначения, соответствующие стандартам США и Европы, но не совпадающие с предусмотренными ГОСТ).

На рисунках, представляющих собой графики зависимостей, не следует делать размерную сетку, следует дать лишь засечки на осях, причем все засечки должны быть оцифрованы (т. е. всем засечкам должны соответствовать определенные числовые значения).

Если оси на рисунках оцифрованы, то они завершаются на позиции очередной засечки, где засечка не ставится, а вместо числовых значений даются обозначение переменной и (через запятую) единица измерения. Если оси не оцифровываются, то они завершаются стрелками, рядом с которыми даются обозначения переменных без единиц измерения.

Длины и шаг засечек следует устанавливать таким образом, чтобы на рисунке не было пустых областей, т. е. каждая засечка должна оцифровывать хотя бы некоторые точки одной из приведенных кривых.

Все текстовые фрагменты и обозначения на рисунке даются гарнитурой "Times New Roman" размером 9 pt с одинарным межстрочным интервалом; цифровые обозначения, буквенные обозначения фрагментов и нумерационный заголовок выделяются курсивом.

При необходимости в отдельных текстовых полях на рисунке могут помещаться обозначения и тексты, сформированные в редакторе формул; при этом следует использовать следующие установки редактора: размеры – "полный" 9 pt, "подстрочный" 7 pt, "под-подстрочный" 5.5 pt, "символ" 13 pt, "подсимвол" 11 pt.

Ссылки на обозначения на рисунке в основном тексте даются тем же начертанием (прямым или курсивным), как и на рисунке, но с размером шрифта 10.5 pt, соответствующим размеру основного текста.

#### *Верстка таблиц*

Текст в таблицах печатается через одинарный интервал, шрифтом "Times New Roman"; основной текст 9 pt, индексы 7 pt, подындесы 5.5 pt.

Таблица состоит из следующих элементов: нумерационного и тематического заголовков; 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). На следующей строке дается тематический заголовок (выравнивается по центральному полю таблицы и выделяется жирным прямым; после него точка не ставится). 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, буквенные 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 нанoeлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиофотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

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](mailto:radioelectronic@yandex.ru)