



Том 8. № 3  
2022

ISSN: 1813-324X (print)  
ISSN: 2712-8830 (online)

# ТРУДЫ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ СВЯЗИ

## Темы номера:

- ✓ Фильтрация сигналов в системах спутниковой навигации
- ✓ Модификация алгоритма обнаружения сетевых атак
- ✓ Проектирование антенных полей ПДРЦ декаметрового диапазона

Vol. 8. Iss. 3  
2022

PROCEEDINGS  
OF TELECOMMUNICATION UNIVERSITIES

Федеральное государственное бюджетное образовательное  
учреждение высшего образования  
«Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций  
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича» (СПбГУТ)

---

Научный журнал

**ТРУДЫ  
УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ СВЯЗИ**

Том 8. № 3

**Proceedings of Telecommunication Universities**

Vol. 8. Iss. 3

Санкт-Петербург

2022

Описание журнала

Научный журнал. Включен в Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата наук, на соискание ученой степени доктора наук (распоряжение Минобрнауки России № 21-р от 12.02.2019), по специальностям (распоряжение № 33-р от 01.02.2022):

**05.11.18** Приборы и методы преобразования изображений и звука (технические науки)

**1.2.2.** Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ

**2.2.6.** Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы

**2.2.13.** Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

**2.2.14.** Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

**2.2.15.** Системы, сети и устройства телекоммуникаций

**2.2.16.** Радиолокация и радионавигация

**2.3.1.** Системный анализ, управление и обработка информации

**2.3.6.** Методы и системы защиты информации, информационная безопасность

Выпускается с 1960 года. Выходит 4 раза в год (ежеквартально). Издается на русском и английском языках.

Редакционный совет

**Дукельский К.В.** к.т.н., доцент, АО «Государственный оптический институт имени С.И. Вавилова» (ГОИ),  
Главный редактор г. Санкт-Петербург, Россия

**Буйневич М.В.** д.т.н., проф., Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций  
Зам. Главного редактора им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), г. Санкт-Петербург, Россия

**Розанов Н.Н.** д.ф.-м.н., проф., чл.-корр. РАН, АО «Государственный оптический институт  
имени С.И. Вавилова» (ГОИ), г. Санкт-Петербург, Россия

**Кучерявый Е.** PhD, Технологический университет Тампере, г. Тампере, Финляндия

**Гошек И.** PhD, Технологический университет Брно, г. Брно, Чешская республика

**Тиамийу О.А.** PhD, Университет Илорина, г. Илорин, Нигерия

**Козин И.Д.** д.ф.-м.н., проф., Алматинский университет энергетики и связи, г. Алма-Аты, Казахстан

**Самуйлов К.Е.** д.т.н., проф., Российский университет дружбы народов (РУДН), г. Москва, Россия

**Степанов С.Н.** д.т.н., проф., Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ),  
г. Москва, Россия

**Росляков А.В.** д.т.н., проф., Поволжский государственный университет телекоммуникаций  
и информатики (ПГУТИ), г. Самара, Россия

**Кучерявый А.Е.** д.т.н., проф., Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций  
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), г. Санкт-Петербург, Россия

**Канаев А.К.** д.т.н., проф., Петербургский университет путей сообщения имени Александра I (ПГУПС),  
г. Санкт-Петербург, Россия

**Новиков С.Н.** д.т.н., проф., Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики  
(СибГУТИ), г. Новосибирск, Россия

**Дворников С.В.** д.т.н., проф., Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного (ВАС),  
г. Санкт-Петербург, Россия

**Коржик В.И.** д.т.н., проф., Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций  
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), г. Санкт-Петербург, Россия

**Ковалгин Ю.А.** д.т.н., проф., Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций  
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), г. Санкт-Петербург, Россия

**Владыко А.Г.** к.т.н., Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций  
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), г. Санкт-Петербург, Россия

Регистрационная информация

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций: ПИ № 77-77501 от 17.01.2020 г. (пред. рег. № 77-17986 от 07.04.2004 г.)

Подписной индекс в объединенном каталоге «ПРЕССА РОССИИ»: 59983

Размещение в РИНЦ (elibrary.ru) по договору: № 59-02/2013R от 20.02.2013

Контактная информация

**Учредитель и издатель:** Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича» (СПбГУТ)

**Адрес:** 191186, Санкт-Петербург, набережная реки Мойки,  
**учредителя:** д. 61, литера А

**Адрес:** 193232, Санкт-Петербург,  
**редакции:** пр. Большевиков, 22/1, к. 334/2  
**Тел.:** +7 (812) 326-31-63, м. т. 2022,  
+79643759970  
**E-mail:** [tuzs@spbgut.ru](mailto:tuzs@spbgut.ru)  
**Web:** <http://tuzs.sut.ru>  
**ВК:** <http://vk.com/spbtuzs>

### Description

Scientific journal. The journal is included in the List of reviewed scientific publications, in which the main scientific results of dissertations for the degree of candidate of science and for the degree of doctor of science should be published (order of the Ministry of Education and Science of Russia No 21-r of 12 February 2019) in the field of (order of the Ministry of Education and Science of Russia No 33-r of 01 February 2022):

**05.11.18** Devices and methods of transformation of images and sound

**1.2.2.** Mathematical modeling, numerical methods and complexes of programs

**2.2.6.** Optical and optoelectronic devices and complexes

**2.2.13.** Radio engineering, including television systems and devices

**2.2.14.** Antennas, microwave devices and its technologies

**2.2.15.** Systems, networks and telecommunication devices

**2.2.16.** Radiolocation and radio navigation

**2.3.1.** System analysis, management and information processing

**2.3.6.** Methods and systems of information security, cybersecurity

**Since 1960. Published 4 times per year. Published in Russian and English.**

### Editorial Board

|                                                        |                                                                                                                                             |
|--------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <b>K.V. Dukel'skii</b><br><i>Editor-in-chief</i>       | PhD, associate prof., executive Director of Open Joint Stock Company «S.I. Vavilov State Optical Institute» (SOI), Saint-Petersburg, Russia |
| <b>M.V. Buinevich</b><br><i>Deputy editor-in-chief</i> | DSc, prof., The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia                    |
| <b>N.N. Rozanov</b>                                    | DSc, prof., member-corr. RAS, Open Joint Stock Company «S.I. Vavilov State Optical Institute» (SOI), Saint-Petersburg, Russia               |
| <b>Y. Koucheryav</b>                                   | PhD, Tampere University of Technology, Tampere, Finland                                                                                     |
| <b>I. Hošek</b>                                        | PhD, Brno University of Technology, Brno, Czech Republic                                                                                    |
| <b>O.A. Tiamiyu</b>                                    | PhD, University of Ilorin, Ilorin, Nigeria                                                                                                  |
| <b>I.D. Kozin</b>                                      | DSc, prof., Almaty University of Power Engineering and Telecommunications, Almaty, Kazakhstan                                               |
| <b>K.E. Samuilov</b>                                   | DSc, prof., Peoples' Friendship University (RUDN), Moscow, Russia                                                                           |
| <b>S.N. Stepanov</b>                                   | DSc, prof., Moscow Technical University of Communication and Informatics (MTUCI), Moscow, Russia                                            |
| <b>A.V. Roslyakov</b>                                  | DSc, prof., Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics (PSUTI), Samara, Russia                                      |
| <b>A.E. Koucheryav</b>                                 | DSc, prof., The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunication (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia                     |
| <b>A.K. Kanaev</b>                                     | DSc, prof., Emperor Alexander I-st Petersburg State Transport University (PSTU), Saint-Petersburg, Russia                                   |
| <b>S.N. Novikov</b>                                    | DSc, prof., Siberian State University of Telecommunications and Information Sciences (SibSUTIS), Novosibirsk, Russia                        |
| <b>S.V. Dvornikov</b>                                  | DSc, prof., Military Academy of Telecommunications named after Marshal Union S.M. Budyonny, Saint-Petersburg, Russia                        |
| <b>V.I. Korzhik</b>                                    | DSc, prof., The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunication (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia                     |
| <b>Yu.A. Kovalgin</b>                                  | DSc, prof., The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunication (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia                     |
| <b>A.G. Vladyko</b>                                    | PhD, The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunication (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia                            |

### Registration Information

Registered by Federal Service for Supervision of Communications, Information Technology and Mass Media on 17.01.2020: PI No. 77-77501 (prev. reg. on 04.07.2004: No. 77-17986)

Subscription index for joint catalog «PRESSA ROSSII»: 59983

Accommodation in RINC (elibrary.ru) by agreement on 20.02.2013: No. 59-02/2013R

### Contact Information

|                           |                                                                                                                                                                |                      |                                                      |
|---------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------|------------------------------------------------------|
| <b>Publisher:</b>         | Federal State Budget-Financed Educational Institution of Higher Education «The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications» (SPbSUT) | <b>Post address:</b> | 193232, Saint Petersburg, Prospekt Bolshevikov, 22/1 |
|                           |                                                                                                                                                                | <b>Phone:</b>        | +7 (812) 326-31-63, local 2022, +79643759970         |
|                           |                                                                                                                                                                | <b>E-mail:</b>       | <a href="mailto:tuzs@spbgt.ru">tuzs@spbgt.ru</a>     |
|                           |                                                                                                                                                                | <b>Web:</b>          | <a href="http://tuzs.sut.ru">http://tuzs.sut.ru</a>  |
| <b>Publisher address:</b> | 191186, Saint Petersburg, Moika river embankment, 61-A                                                                                                         |                      |                                                      |



## СОДЕРЖАНИЕ

## CONTENTS

## КОМПЬЮТЕРНЫЕ НАУКИ И ИНФОРМАТИКА

**Дворников С.В., Устинов А.А., Оков И.Н.**  
Алгоритм статистического арифметического  
кодирования, адаптивный к корреляционным  
свойствам коэффициентов вейвлет-преобразования

6

**Dvornikov S., Ustinov A., Okov I.**  
Statistical arithmetic coding algorithm adaptive  
to correlation properties of wavelet transform  
coefficients

## ЭЛЕКТРОНИКА, ФОТОНИКА, ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И СВЯЗЬ

**Александров В.А., Воробьев О.В.,  
Казakov Ю.В., Маркова Л.В.**  
Динамические потери энергии в ключевых усилителях  
мощности в составе гидроакустического передающего  
тракта

14

**Alexandrov V., Vorobyov O.,  
Kazakov Yu., Markova L.**  
Dynamic energy losses in switch power amplifiers  
as part of a hydroacoustic transmission path

**Викулов А.С.**  
Эффективное частотно-территориальное  
планирование сетей IEEE 802.11 как задача  
«замощения» плоской зоны покрытия регулярными  
структурами. Часть 2. Метод выбора частотной  
конфигурации и решения для малого числа каналов

27

**Vikulov A.**  
Effective channel planning of IEEE 802.11  
networks as a plane tessellation problem.  
Part 2. Method of best channel configuration  
selection and solutions for a low number  
of channels

**Глушанков Е.И., Царик В.И.**  
Анализ качества алгоритмов адаптивной  
пространственной и пространственно-частотной  
фильтрации сигналов в системах спутниковой навигации

37

**Glushankov E., Tsarik V.**  
Quality analysis of space and space-frequency  
adaptive signal processing algorithms in satellite  
navigation systems

**Гулаков И.Р., Зеневич А.О.,  
Кочергина О.В., Матковская Т.А.**  
Исследование канала утечки информации в области  
изгиба оптического волокна

44

**Gulakov I., Zenevich A.,  
Kochergina O., Matkovskaya T.**  
Investigation of an information leakage channel  
in the area of optical fiber bending

**Новиков Е.А., Севостьянов А.С., Шадрин А.Г.**  
Исследование качества обслуживания трафика  
реального времени в условиях сложной помеховой  
обстановки

50

**Novikov E., Sevostyanov A., Shadrin A.**  
Study of the service quality of real time traffic  
in a complex interference environment

**Пашкевич В.Д., Голубев В.М., Проценко М.С.,  
Юрков М.В., Прошин П.В., Патяк В.И., Анохин А.С.**  
Проектирование антенных полей передающих  
радиоцентров дециметрового диапазона  
на основе сверхширокополосных антенных систем

57

**Pashkevich V., Golubev V., Protsenko M.,  
Yurkov M., Proshin P., Patyak V., Anohin A.**  
Design of antenna fields for HF band transmitting  
radio centers based on ultra-wide-band antenna  
systems

**Попов О.В., Тумашов А.В.,  
Борисов Г.Н., Коровин К.О.**  
Методика расчета радиуса зоны электромагнитной  
доступности источника поверхностных волн  
с заданной плотностью спектра изотропно  
излучаемого сигнала

72

**Popov O., Tumashov A.,  
Borisov G., Korovin K.**  
Method for calculating the radius of an  
electromagnetic availability zone based on a  
surface wave source with a given spectrum  
density of an isotropically emitted signal

**Фокин Г.А.**  
Модель технологии сетевого позиционирования  
метровой точности 5G NR.  
Часть 2. Обработка сигналов PRS

80

**Fokin G.**  
Simulation model of 5G NR network positioning  
technology with meter accuracy.  
Part 2. PRS signals processing

## ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

**Грызунов В.В.**  
Методы адаптивного управления доступностью  
ресурсов геоинформационных систем в условиях  
деструктивных воздействий

101

**Gryzunov V.**  
Methods for adaptive resource availability  
management of geoinformation systems  
under destructive impacts

**Шелухин О.И., Рыбаков С.Ю., Ванюшина А.В.**  
Модификация алгоритма обнаружения сетевых атак  
методом фиксации скачков фрактальной размерности  
в режиме online

117

**Sheluhin O., Rybakov S., Vanyushina A.**  
Modified algorithm for detecting network attacks  
using the fractal dimension jump estimation  
method in online mode

# КОМПЬЮТЕРНЫЕ НАУКИ И ИНФОРМАТИКА

## 1.2.2 – Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ

Научная статья

УДК 621.396

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-6-12



# Statistical Arithmetic Coding Algorithm Adaptive to Correlation Properties of Wavelet Transform Coefficients

Sergei Dvornikov<sup>1,2</sup> ✉, practcdsv@yandex.ru

Andrei Ustinov<sup>2</sup>, ust\_m\_a@mail.ru

Igor Okov<sup>2</sup>, okow1@mail.ru

<sup>1</sup>Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation,  
St. Petersburg, 190000, Russian Federation

<sup>2</sup>Military Academy of Communications,  
St. Petersburg, 194064, Russian Federation

**Abstract:** *It is shown that, in order to increase the compression ratio in the course of statistical arithmetic coding, it is necessary to take into account the conditional probabilities of code symbols when the preceding symbols appear. The problem of obtaining the location of the most significant symbols when encoding the current symbol is solved by calculating the autocorrelation function of the encoded symbols. An algorithm for arithmetic coding and decoding is provided, which takes into account the dependencies between the coefficients of the wavelet transform and the results of modeling its operation.*

**Keywords:** *image compression, arithmetic codec, adaptive arithmetic coding, wavelet transform coefficients*

**For citation:** Dvornikov S., Ustinov A., Okov I. Statistical Arithmetic Coding Algorithm Adaptive to Correlation Properties of Wavelet Transform Coefficients. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(3):6–12. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-6-12

## Алгоритм статистического арифметического кодирования, адаптивный к корреляционным свойствам коэффициентов вейвлет-преобразования

Сергей Викторович Дворников<sup>1,2</sup> ✉, practcdsv@yandex.ru

Андрей Александрович Устинов<sup>2</sup>, ust\_m\_a@mail.ru

Игорь Николаевич Оков<sup>2</sup>, okow1@mail.ru

<sup>1</sup>Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения,  
Санкт-Петербург, 190000, Российская Федерация

<sup>2</sup>Военная академия связи им. С.М. Буденного,  
Санкт-Петербург, 194064, Российская Федерация

**Аннотация:** *Обосновано, что для повышения коэффициента сжатия в ходе статистического арифметического кодирования необходимо учитывать условные вероятности при появлении предшествующих символов кода. Решена задача поиска и определения местоположения наиболее значимых символов в ходе кодирования за счет обработки результатов автокорреляционных вычислений. Приведен алгоритм арифметического кодирования и декодирования, учитывающий зависимости между коэффициентами вейвлет-преобразования и результаты моделирования его функционирования.*



**Ключевые слова:** сжатие изображений, арифметический кодек, адаптивное арифметическое кодирование, коэффициенты вейвлет-преобразования

**Ссылка для цитирования:** Дворников С.В., Устинов А.А., Оков И.И. Алгоритм статистического арифметического кодирования, адаптивный к корреляционным свойствам коэффициентов вейвлет-преобразования // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 3. С. 6–12. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-6-12

## Introduction

Statistical arithmetic coding is a method that allows the characters of an input alphabet to be packed without loss provided that the frequency distribution of these characters is known [1, 2]. In practice, using known methods of arithmetic coding [3, 4], relative symbol frequencies are used to map a sequence of input symbols into an output data stream. Arithmetic coding is known to be optimal for achieving maximum compression on the assumption that the relative frequencies of occurrence of symbols are close to their probabilities [5]. In this case, the amount of information per character of the encoded sequence is determined by its entropy [6]. Assume that  $X$  is an encoded sequence of characters:  $x(1), x(2) \dots, x(n)$ , which are characterized by probabilities  $P(x_1), P(x_2), \dots, P(x_n)$ , respectively. Then the entropy of the sequence  $X$ :

$$H(X) = - \sum_{j=1}^n P(x_j) \log_2 P(x_j). \quad (1)$$

In [7], the value  $H(X)$  is considered as information contained in the sequence  $S$ , which determines the maximum amount of compression  $S$ . However, as shown in [8, 9], if only the frequencies of occurrence of symbols are considered in the encoded sequence, it is the average specific information per symbol value that is obtained, which exceeds the actual value. Let us explain this with the following reasoning.

Let the appearance of each character of the encoded data not be an independent event, i.e., the probabilities of each symbol appearing depend on the previous symbols. Therefore, if  $(x_1, x_2)$  is a complex event consisting in the sequential appearance of two characters, then the average information per character should be calculated as conditional entropy [10]:

$$H_{x_1}(x_2) = - \sum_{l,j=1}^n P_{S_j}(x_l) \log_2 P_{x_j}(x_l), \quad (2)$$

where  $P_{x_j}(x_l)$  – is the conditional probability of the appearance of the character  $x_l$ , if it is known that the character  $x_j$  appeared before it.

If we take into account the information about the two preceding symbols, then for the average information per one symbol, we can use the expression proposed in [7]:

$$H_{x_1 x_2}(x_3) = - \sum_{l,j=1}^n P_{x_j x_l}(x_r) \log_2 P_{x_j x_l}(x_r), \quad (3)$$

where  $P_{x_j x_l}(x_r)$  – conditional probability of the occurrence of the symbol  $x_r$  following the appearance of the digram  $x_j, x_l$ .

Expression (3) is easy to rewrite for  $n$  preceding code symbols. In this case, this expression will determine the average information per character, taking into account information about  $n$  previous characters. Let us denote this value as  $H_n$ . If the symbols are not independent, then, as  $n$  increases, the value of  $H_n$  will decrease, approaching a certain limit value  $H_\infty$ , which can be considered as the theoretical value of specific information when encoding an infinitely long sequence.

Hence, the theoretical limit of the compression ratio, which follows from the above reasoning that, in order to increase the compression ratio in the course of arithmetic coding, it is necessary to take into account the conditional probabilities of code symbols when  $n$  previous symbols appear. At the same time, in order to achieve a compression limit close to theoretical, it is necessary that the value of  $n$  tend to infinity.

At the same time, when implementing real coding systems, two important limitations must be taken into account:

- the allowable delay in data transmission [11];
- the admissible complexity of encoding and decoding operations.

Both the first and second restrictions prevent a sufficiently large value of  $n$  being used during encoding and decoding. Then it becomes necessary to solve the problem of implementing efficient coding systems for relatively small values of  $n$ . In this case, a contradiction arises: on the one hand, in order to achieve the limiting compression ratios, the parameter  $n$  must be increased; on the other hand, for practically realizable systems, this value must be reduced. Therefore, the main aim of the present work is to describe an approach for resolving this contradiction.

## Generalized statement of the problem of synthesis of algorithms for adaptive arithmetic coding, taking into account the correlation properties of the coefficients of the wavelet transform

Let the  $n+1$ -th character, received at the input of the arithmetic encoder, be preceded by  $M$  characters. Obviously, not all  $n$  preceding symbols equally carry information about the encoded symbol  $x_{n+1}$ . Then, from among the  $n$  preceding characters, such characters as  $m$  and  $m \ll n$  can be chosen, which contain the most information about the encoded  $n+1$ -th character.



In the context of the problem to be solved, i.e., achieving the greatest compression, the term “contain the most information” refers to those  $m$  symbols by which it is possible to recover or predict the encoded symbol  $x_{n+1}$  with the greatest certainty. If wavelet transform coefficients are considered as encoded symbols, then it can be assumed that such symbols are coefficients lying in a certain neighborhood relative to the encoded coefficient and having the maximum correlation with it.

Therefore, we can hypothesize that the problem of synthesizing an arithmetic coding algorithm, which takes into account the correlation properties of the wavelet transform coefficients [12], can be reduced to solving two particular problems:

- the task of finding the most significant  $m$  coefficients from  $n$  previous ones;
- the problem of coding itself, taking into account the conditional frequencies of significant coefficients.

The problem of arithmetic coding, taking into account the conditional frequencies of encoded symbols, has already been solved [7, 8]. Therefore, we will consider the formal formulation of the first problem.

Let  $\vec{V}_{1 \times m}$  be defined as a vector whose values determine the locations of the most significant  $m$  symbols from the  $n$  preceding ones.

Then we can calculate the average amount of information per symbol of the code sequence in the form [13]:

$$H_{\vec{V}_{1 \times m}} = - \sum_{j=1}^n P_{\vec{V}_{1 \times m}}(S_j) \log_2 P_{\vec{V}_{1 \times m}}(S_j), \quad (4)$$

where  $P_{\vec{V}_{1 \times m}}(S_j)$  – probability of occurrence of a character  $S_j$  subject to the appearance of an  $m$ -gram at positions determined by the vector  $\vec{V}_{1 \times m}$ .

Further, we omit the dimension of the vector  $\vec{V}_{1 \times m}$ .

Obviously, by changing the values of the vector  $\vec{V}$ , the value of  $H_{\vec{V}}$  can be either decreased or increased, thereby either increasing or decreasing the compression ratio, whose limiting value is determined by the value  $H_{\infty}$  [14]. In this case, to increase the compression ratio of practically implemented coding systems, it is necessary to solve the problem:

$$H_{\vec{V}} \rightarrow \min_{\vec{V}}; \quad v(i) \in \{1, 2, \dots, n\}, \forall i = \overline{1, m}. \quad (5)$$

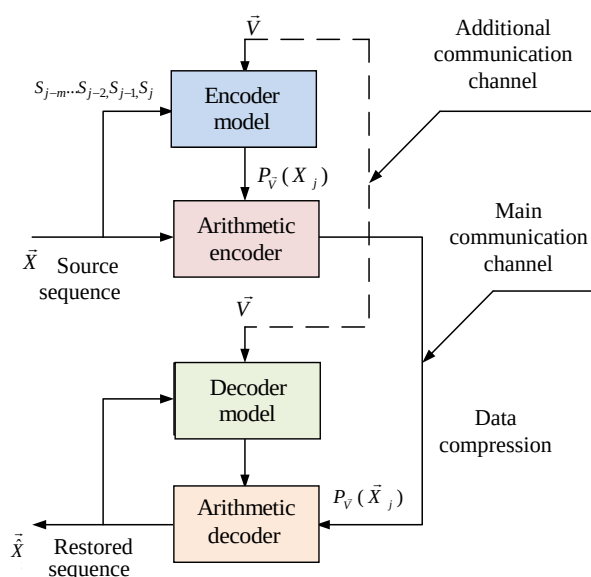
Since the values of the vector  $\vec{V}$  are defined on the set of integers ranging from 1 to  $n$ , problem (5) becomes a discrete optimization problem [15]. In essence, for a given sequence of encoded symbols, it is necessary to find such a vector  $\vec{V}$  for which the average amount of information per symbol of the code sequence, determined by expression (4), will be minimal.

Note that the resulting value  $H_{\vec{V}}$  can never be less than the theoretical value of the specific information

when encoding an infinitely long sequence but can only approach it when searching for the optimal vector  $\vec{V}$ , i.e., inequality  $H_{\vec{V}} > H_{\infty}$  is always true.

Problem (5) will be considered as a generalized statement of the problem of synthesizing adaptive arithmetic coding algorithms [16], taking into account the correlation properties of the wavelet transform coefficients.

If problem (5) is solved, then the generalized block diagram of the arithmetic codec that implements the described approach can be represented as shown in Figure 1.



**Fig 1. Generalized Block Diagram of an Arithmetic Codec That Takes into Account the Probability Conditions of the Encoded Symbols Relative to the Previous Symbols, Whose Positions are Determined by the Vector  $\vec{V}$**

For the operation of the arithmetic codec shown in Figure 1, a vector  $\vec{V}$  minimizing  $H_{\vec{V}}$  is precomputed. This vector must be transmitted to the receiving side prior to starting the actual encoding. The transmission channel of this vector is conventionally defined as an additional communication channel. Then, in the process of encoding and decoding, the arithmetic encoder and decoder, which are based on the calculation of conditional probabilities, implement the encoding and decoding operations, respectively. Conditional probabilities calculation units are defined as encoder and decoder context models.

For the practical implementation of the arithmetic codec in accordance with the block diagram shown in Figure 1, it is necessary to:

- determine the approach to solving the problem (5);
- develop algorithms for arithmetic encoding and decoding taking into account the conditional probabilities of the encoded symbols.

Below we consider the solution of these problems.

### Solving the problem of finding the location of the most significant characters when encoding the current character

Consider various options for solving problem (5). As noted earlier, problem (5) is a discrete optimization problem. To solve it, either the exhaustive enumeration method or various methods of directed enumeration can be used [17]. If the vector being optimized has a relatively small dimension, then the exhaustive enumeration method can be used to solve this type of problem [18]. The essence of this method is that, for all possible solutions, the value of the objective function is calculated relative to the vector of the desired variables, allowing the solution corresponding to the extremum point to be chosen.

In the problem (5) being solved, the dimension of the desired vector is  $m$ . Moreover, each  $i$ -th element of the vector  $\vec{v}$  is defined on the set from 1 to  $M$ , i.e.,  $v(i) \in \{1, 2, \dots, n\}, \forall i = \overline{1, m}$ . Then, the number of possible options is defined as the number of combinations from  $n$  to  $m$ , i.e.:

$$Var_{\vec{v}} = C_n^m. \quad (6)$$

With relatively small parameters  $n$  and  $m$ , the number of possible solutions is insignificant. So, for example, for  $n = 8$  and  $m = 3$ , the number of solutions will be 56. However, as these parameters increase, the complexity of the problem being solved increases nonlinearly. In this case, in order to solve problem (5), it is necessary to use either classical directed enumeration methods [19] or heuristic methods of locally optimal solutions [20].

The best proven method for solving integer optimization problems is the branch and bound method [21]. However, for its implementation, the rather complicated problem arises of determining the current upper boundary of the solution at each branch point [22]. Therefore, it is proposed to use a heuristic approach to solving problem (5). This approach is based on the following assumption. As mentioned earlier, the vector  $\vec{v}$  determines the positions of  $m$  characters among  $n$  preceding characters containing the most information about the encoded  $n + 1$  character.

The essence of this assumption is that such symbols comprise coefficients lying in a certain neighborhood relative to the encoded coefficient and having the maximum correlation with it [23, 24]. Then, to calculate the vector  $\vec{v}$  in problem (5), it is necessary to calculate the autocorrelation function with respect to the encoded vector. Then we determine the positions of the  $m$  maximum values of the function in a neighborhood of  $n$  symbols. Let  $\vec{X} = [x(1), x(2), \dots, x(i), \dots, x(N)]$  be a vector of encoded symbols with dimension  $1 \times N$  elements. Then, the  $k$ -th value of the autocorrelation function will appear as [25, 26]:

$$R_{XX}(k) = \sum_{i=1}^{N-k} x(i) * x(i+k). \quad (7)$$

Taking into account the introduced assumption,  $m$  values of the vector  $\vec{v}$  can be determined by calculating the positions of the  $m$  maximum values of function (7) for all  $k \in \{1, 2, \dots, n\}$ .

### Experiment results

In order to test the productivity of the proposed approach in the MATLAB software environment, the structure of an arithmetic codec was synthesized, with the optimal choice of the locations of the previous symbols being used in the calculation of the conditional frequencies of the encoded symbols.

Since an arbitrary combination  $q$  of the preceding symbols can be described by the column vector  $B(q)$  of the matrix  $B$ . Then, when encoding the symbol  $x(i)$ , the  $q$ -th combination of "1" and "0" from the previous symbols, whose positions are determined by the vector  $\vec{v}x(i-v(1)), x(i-v(2)), \dots, x(i-v(n))$ , we also define the event  $q$ .

Since the character  $x(i)$  can take one of two values:  $x(i) = 0$  or  $x(i) = 1$ , the following composite events may occur when encoding this character:

$$x(i) = \frac{0}{q}, q \in \{1, \dots, 2^n\}, \quad (8)$$

$$x(i) = 1/q, q \in \{1, \dots, 2^n\}. \quad (9)$$

Expression (8) describes a composite event consisting in the fact that, under the condition that the event  $q$  occurs from the set of possible events  $\{0, 1, \dots, 2^n\}$ , the symbol  $x(i) = 0$ . Expression (9) describes a composite event consisting in the fact that, under the condition that the event  $q$  occurs from the set of possible events  $\{0, 1, \dots, 2^n\}$ , the symbol  $x(i) = 1$ . The events described by expressions (8) and (9) are conveniently represented by the matrix of composite events  $S$ :

$$S = \begin{Bmatrix} x(i) = 0/1 & x(i) = 0/2 & \dots \\ x(i) = 1/1 & x(i) = 1/2 & \dots \\ \dots & \dots & \dots \\ x(i) = 0/q & \dots & x(i) = 0/2^n \\ x(i) = 1/q & \dots & x(i) = 1/2^n \end{Bmatrix}$$

Note that the matrix  $S$  has a dimension of  $2 \times 2^n$  elements. Each element describes a possible composite event when encoding the symbol  $x(i)$ . So, for example, since the element  $x(i) = 0/q$  of the matrix  $S(i)$ , the composite event consists in the fact that  $x(i) = 0$ , while the  $q$ -th binary combination is formed by  $n$  previous elements at positions determined by the vector  $\vec{v}$ . Each event described by the matrix  $S(i)$  is associated with the conditional frequency of its occurrence, which is calculated by encoding all previous symbols of the input sequence, starting from the first and ending with the  $i - 1$ th, i.e., after encoding the  $i - 1$ -th character.

The set of all conditional occurrence frequencies of "1" and "0" after encoding the  $i - 1$ -th character, subject to the occurrence of combinations of previous characters described by the columns of the matrix  $B$ , will be represented as a matrix  $P_{1,0/B}(i - 1)$ :

$$P_{1,0/B}(i-1) = \begin{Bmatrix} p_{0/1}(i-1) & p_{0/2}(i-1) & \dots \\ p_{1/1}(i-1) & p_{1/2}(i-1) & \dots \\ \dots & p_{0/q}(i-1) & \dots & p_{0/2^n}(i-1) \\ \dots & p_{1/q}(i-1) & \dots & p_{1/2^n}(i-1) \end{Bmatrix}.$$

So, for example, the elements of the  $q$ -th column of the matrix  $P_{1,0/B}(i-1)$ :  $p_{0/q}(i-1)$  and  $p_{1/q}(i-1)$  are the conditional occurrence frequencies of "0" and "1", respectively, after encoding the  $i-1$ -th character, provided that the  $q$ -th combination of previous characters occurs, as described by the  $q$ -th column of the matrix  $B$ . In order to calculate conditional frequencies  $p_{0/q}(i-1)$  and  $p_{1/q}(i-1)$ ,  $q=1, 2, \dots, 2^n$ , we introduce the notation:

-  $N_{0/q}(i-1)$ ,  $q=1, 2, \dots, 2^n$  – the number of "0" at the input of the encoder after encoding the  $i-1$ -th symbol, provided that  $n$  previous elements of the  $q$ -th combination are formed;

-  $N_{1/q}(i-1)$ ,  $q=1, 2, \dots, 2^n$  – the number of "1" at the input of the encoder after encoding the  $i-1$ -th symbol, provided that  $n$  previous elements of the  $q$ -th combination are formed. Then, by analogy with unconditional frequencies, we write the following expressions for conditional frequencies:

$$p_{0/q}(i-1) = \frac{N_{0/q}(i-1)}{N_{0/q}(i-1) + N_{1/q}(i-1)}, \quad (10)$$

$$p_{1/q}(i-1) = \frac{N_{1/q}(i-1)}{N_{0/q}(i-1) + N_{1/q}(i-1)}, \quad (11)$$

where  $Q = 1, 2, \dots, 2^n$ .

Suppose the vector  $\vec{V} = (v(1), v(2), \dots, v(n))$ , defining the positions of preceding characters, is specified. Taking into account the notation introduced above, the context model of the arithmetic encoder, which takes into account the conditional frequencies of the encoded symbols after encoding the  $i-1$ -th symbol is determined by the following set of parameters:  $N_{0/q}(i-1)$ ,  $N_{1/q}(i-1)$ ,  $p_{0/q}(i-1)$ ,  $p_{1/q}(i-1)$ ,  $q=1, 2, \dots, 2^n$ ,  $L(i-1)$ ,  $H(i-1)$ ,  $R(i-1)$ . Comparative data on the achievable compression ratios of the CABAC arithmetic codec (JPEG-2000) and the developed arithmetic codec for low/medium/high frequency types of images are follow: 2,5/1,9 /1,8 vs 3,9/2,7/2,0.

The results show that for low-frequency images, the gain in compression ratio is almost 2 times. For mid-frequency and high-frequency images, the gain is from 20 % to 50 %.

## Conclusion

In the course of the conducted experimental studies, it was found that the developed arithmetic codec with the optimal choice of the locations of the previous symbols involved in the calculation of the conditional frequencies of the encoded symbols has, on average, a large compression ratio as compared to classical methods of arithmetic coding. A proposed direction for further research involves the development of a block diagram of a hardware-software device for an adaptive integer arithmetic encoder that takes into account the conditional frequencies of input symbols.

## References

1. Makhov D.S., Finko O.A. The Method of Spatio-Temporal Coding of Information in Parallel Radio Channels of Radio Engineering Systems. *Proceedings of the Mozhaisky Military Space Academy*. 2020;675:95–107. (in Russ.)
2. Umbitaliev A.A., Dvornikov S.V., Okov I.N., Ustinov A.A. Compression Method Graphic Files Using Wavelet Transform. *Voprosy radioelectronics. Series: TV Technique*. 2015;3:100–106. (in Russ.)
3. Nuralin D.G., Shevelev S.V. Comparative analysis of modern lossless image compression methods. *Telecommunications and information technologies*. 2019;6(2):129–134. (in Russ.)
4. Dvornikov S.V., Ustinov A.A., Okov I.N., Tsarelungo A.B., Dvorovoi M.O., Tsvetkov V.V. Compression of Graphic Files Through the Risez Procedure. *Voprosy radioelectronics. Series: TV Technique*. 2017;4:77–86. (in Russ.)
5. Stefanovich A.I., Sushko D.V. Reversible Data Compression By Universal Arithmetic Coding. *Informatics and Applications*. 2017;11(1):20–45. (in Russ.) DOI:10.14357/19922264170103
6. Strelnikov S.E., Ponomarev O.G., Baholdina M.A., Sharabayko M.P. SBAC Hardware Implementation for H.265/HEVC Video Encoder. *Russian Physics Journal*. 2015;58(8-2):301–303. (in Russ.)
7. Okov I.N., Ustinov A.A., Ageeva N.S. The method of joint arithmetic and noise-immune coding and decoding. *Proceedings of the All-Army Scientific and Practical Conference on Innovative Activity in the Armed Forces of the Russian Federation, 14–15 October 2020, St. Petersburg, Russia*. St. Petersburg: Military Signal Academy Publ.; 2020. p.185–190. (in Russ.)
8. Im S.-K., Chan K.-H. Higher precision range estimation for context-based adaptive binary arithmetic coding. *IET Image Processing*. 2020;14(1):125–131. DOI:10.1049/iet-ipr.2018.6602
9. Karwowski D. Precise Estimation of Probabilities in CABAC Using the Cauchy Optimization Method. *IEEE Access*. 2020;8:32088–32099. DOI:10.1109/ACCESS.2020.2973549
10. Suzuki J., Colin F., Ono S. Arithmetic codec from behavioral description based LSI-CAD for fully programmable image coding system. *Proceedings of the International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP '94, 19–22 April 1994, Adelaide, Australia*. IEEE; 1994. vol.2. p.II/421–II/424. DOI:10.1109/ICASSP.1994.389631
11. Simonov A., Fokin G., Sevidov V., Sivers M., Dvornikov S. Polarization Direction Finding Method of Interfering Radio Emission Sources. *Proceedings of the 19th Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems (NEW2AN 2019), 12th Conference on Internet of Things and Smart Spaces (ruSMART 2019), 26–28 August 2019, St. Petersburg, Russia. Lecture Notes in Computer Science (LNCS, vol.11660)*. Springer: Cham; 2019. DOI:10.1007/978-3-030-30859-9\_18

12. Dvornikov S.V., Step'nin D.V., Dvornikov A.S., Bukareva A.P. Formation of Vectors Signs Signals from Wavelet-Coefficients of Their Frame Transforms. *Information Technologies*. 2013;5:46–49. (in Russ.)
13. Logunova O., Bagaev I., Arefeva D., Garbar E. Efficient Information Support of the Automatic Process and Production Control System. *Proceedings of the 8th International Conference on Analysis of Images, Social Networks and Texts, AIST 2019, 17–19 July 2019, Kazan, Russia. Communications in Computer and Information Science (CCIS, vol.1086)*. Cham: Springer; 2020. p.244–255. DOI:10.1007/978-3-030-39575-9\_25
14. Kuznetsova A.A. On the proof of the entanglement-assisted coding theorem for a quantum measurement channel. *Lo-bachevskii Journal of Mathematics*. 2021;42(10):2377–2385. DOI:10.1134/S1995080221100140
15. Volchikhin V., Ivanov A., Gazin A. Possibility to increase the chi-square test power on small samples by means of transition towards analyzing of it's discrete spectrum. *Periodico Tche Quimica*. 2019;16(33):41–52.
16. Zhang H., Hong X., Zhou S., Wang Q. Infrared Image Segmentation for Photovoltaic Panels Based on Res-UNet. *Proceedings of the 2nd Chinese Conference on Pattern Recognition and Computer Vision, PRCV 2019, 8–11 November 2019, Xi'an, China. Lecture Notes in Computer Science (LNCS, vol.11857)*. Springer: Cham; 2019. p.611–622. DOI:10.1007/978-3-030-31654-9\_52
17. Gatt V., Lauri J., Klin M., Liskovets V. From Schur Rings to Constructive and Analytical Enumeration of Circulant Graphs with Prime-Cubed Number of Vertices. *Proceedings of the International Workshop on Isomorphisms, Symmetry and Computations in Algebraic Graph Theory, WAGT 2016, 3–7 October 2016, Pilsen, Czech Republic. Springer Proceedings in Mathematics & Statistics (vol.305)*. Springer: Cham; 2020. p.37–65. DOI:10.1007/978-3-030-32808-5\_2
18. Savchenko A.V. The maximal likelihood enumeration method for the problem of classifying piecewise regular objects. *Automation and Remote Control*. 2016;77(3):443–450. DOI:10.1134/S0005117916030061
19. Kato H., Ogawa T., Ohta H., Katayama Y. Enumeration of Chemoorganotrophic Carbonyl Sulfide (COS)-degrading Micro-organisms by the Most Probable Number Method. *Microbes and Environments*. 2020;35(2):ME19139. DOI:10.1264/jisme2.ME19139
20. De Panafieu É., Dovgal S. Symbolic method and directed graph enumeration. *Acta Mathematica Universitatis Comenianae*. 2019;88(3):989–996. DOI:10.48550/arXiv.1903.09454
21. Simonov A.N., Volkov R.V., Dvornikov S.V. *Fundamentals of Construction and Operation of Goniometric Systems for Co-ordinate Measurement of Radio Emission Sources*. St. Petersburg: Military Signal Academy Publ.; 2017. 248 p. (in Russ.)
22. Batenkov K.A. Accurate and boundary estimate of communication network connectivity probability based on model state complete enumeration method. *SPIIRAS Proceedings*. 2019;18(5):1093–1118. (in Russ.) DOI:10.15622/sp.2019.18.5.1093-1118
23. Kong W.-L., Miki T., Lin Y.-Y., Makino W., Urabe J., Gu S.-H., Machida R.J. Nuclear and mitochondrial ribosomal ratio as an index of animal growth rate. *Limnology and Oceanography: Methods*. 2019;17(11):575–584. DOI:10.1002/lom3.10334
24. Farahi A., Mulroy S.L., Evrard A.E., Smith G.P., Finoguenov A., Bourdin H., et al. Detection of anti-correlation of hot and cold baryons in galaxy clusters. *Nature Communications*. 2019;10(1):2504. DOI:10.1038/s41467-019-10471-y
25. He D., Cai Q. Correlation and the black hole information loss problem. *Chinese Science Bulletin (Chinese Version)*. 2018; 63(30):3089–3095.
26. Dvornikov S., Yaheev A. Method of fast signal parameters measurement on the basis of distribution suggested by Alekseev. *Informatsiya i kosmos*. 2011;1:66–74 (in Russ.)

#### Список источников

1. Махов Д.С., Финько О.А. Способ пространственно-временного кодирования информации в параллельных радиоканалах радиотехнических систем // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. 2020. № 675. С. 95–107.
2. Умбятиев А.А., Дворников С.В., Оков И.Н., Устинов А.А. Способ сжатия графических файлов методами вейвлет-преобразований // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2015. № 3. С. 100–106.
3. Нуралин Д.Г., Шевелев С.В. Сравнительный анализ современных методов сжатия изображений без потерь // Телекоммуникации и информационные технологии. 2019. Т. 6. № 2. С. 129–134.
4. Дворников С.В., Устинов А.А., Оков И.Н., Царелунго А.Б., Дворовой М.О., Цветков В.В. Способ сжатия графических файлов // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2017. № 4. С. 77–86.
5. Стефанович А.И., Сушко Д.В. Обратимое сжатие данных посредством универсального арифметического кодирования // Информатика и ее применения. 2017. Т. 11. № 1. С. 20–45. DOI:10.14357/19922264170103
6. Стрельников С.Е., Пономарев О.Г., Бахолдина М.А., Шарабайко М.П. Архитектура аппаратной реализации энтропийного кодера для системы видеокodирования стандарта H.265/HEVC // Известия высших учебных заведений. Физика. 2015. Т. 58. № 8-2. С. 301–303.
7. Оков И.Н., Устинов А.А., Агеева Н.С. Способ совместного арифметического и помехоустойчивого кодирования и декодирования // Труды всероссийской научно-практической конференции «Инновационная деятельность в Вооруженных Силах Российской Федерации» (Санкт-Петербург, Россия, 14–15 октября 2020). СПб: Федеральное государственное казенное военное образовательное учреждение высшего образования «Военная академия связи имени маршала советского союза С. М. Буденного» Министерства обороны Российской Федерации, 2020. С. 185–190.
8. Im S.-K., Chan K.-H. Higher precision range estimation for context-based adaptive binary arithmetic coding // IET Image Processing. 2020. Vol. 14. Iss 1. PP. 125–131. DOI:10.1049/iet-ipr.2018.6602
9. Karwowski D. Precise Estimation of Probabilities in CABAC Using the Cauchy Optimization Method // IEEE Access. 2020. Vol. 8. PP. 32088–32099. DOI:10.1109/ACCESS.2020.2973549
10. Suzuki J., Colin F., Ono S. Arithmetic codec from behavioral description based LSI-CAD for fully programmable image coding system // Proceedings of the International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP '94, Adelaide, Australia, 19–22 April 1994). IEEE, 1994. Vol. 2. PP. II/421-II/424. DOI:10.1109/ICASSP.1994.389631
11. Simonov A., Fokin G., Sevidov V., Sivers M., Dvornikov S. Polarization Direction Finding Method of Interfering Radio Emission Sources // Proceedings of the 19th Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems



(NEW2AN 2019), 12th Conference on Internet of Things and Smart Spaces (ruSMART 2019), St. Petersburg, Russia, 26–28 August 2019. Lecture Notes in Computer Science (LNCS). Vol. 11660. Springer: Cham, 2019. DOI:10.1007/978-3-030-30859-9\_18

12. Дворников С.В., Степынин Д.В., Дворников А.С., Букарева А.П. Формирование векторов признаков сигналов из вейвлет-коэффициентов их фреймовых преобразований // Информационные технологии. 2013. № 5. С. 46–49.

13. Logunova O., Bagaev I., Arefeva D., Garbar E. Efficient Information Support of the Automatic Process and Production Control System // Proceedings of the 8th International Conference on Analysis of Images, Social Networks and Texts (AIST 2019, Kazan, Russia, 17–19 July 2019). Communications in Computer and Information Science (CCIS). Vol. 1086. Cham: Springer, 2020. PP. 244–255. DOI:10.1007/978-3-030-39575-9\_25

14. Kuznetsova A.A. On the proof of the entanglement-assisted coding theorem for a quantum measurement channel // Lobachevskii Journal of Mathematics. 2021. Vol. 42. Iss. 10. PP. 2377–2385. DOI:10.1134/S1995080221100140

15. Volchikhin V., Ivanov A., Gazin A. Possibility to increase the chi-square test power on small samples by means of transition towards analyzing of its discrete spectrum // Periodico Tche Quimica. 2019. Vol. 16. Iss. 33. PP. 41–52.

16. Zhang H., Hong X., Zhou S., Wang Q. Infrared Image Segmentation for Photovoltaic Panels Based on Res-UNet // Proceedings of the 2nd Chinese Conference on Pattern Recognition and Computer Vision (PRCV 2019, Xi'an, China, 8–11 November 2019). Lecture Notes in Computer Science (LNCS). Vol. 11857. Springer: Cham, 2019. PP. 611–622. DOI:10.1007/978-3-030-31654-9\_52

17. Gatt V., Lauri J., Klin M., Liskovets V. From Schur Rings to Constructive and Analytical Enumeration of Circulant Graphs with Prime-Cubed Number of Vertices // Proceedings of the International Workshop on Isomorphisms, Symmetry and Computations in Algebraic Graph Theory (WAGT 2016, Pilsen, Czech Republic, 3–7 October 2016). Springer Proceedings in Mathematics & Statistics. Vol. 305. Springer: Cham, 2020. PP. 37–65. DOI:10.1007/978-3-030-32808-5\_2

18. Савченко А.В. Метод максимально правдоподобного перебора в задаче классификации кусочно-однородных объектов // Автоматика и телемеханика. 2016. № 3. С. 99–108.

19. Kato H., Ogawa T., Katayama Y., Ohta H. Enumeration of Chemoorganotrophic Carbonyl Sulfide (COS)-degrading Micro-organisms by the Most Probable Number Method // Microbes and Environments. 2020. Vol. 35. Iss. 2. PP. ME19139. DOI:10.1264/jsme2.ME19139

20. De Panafieu É., Dovgal S. Symbolic method and directed graph enumeration // Acta Mathematica Universitatis Comenianae. 2019. Vol. 88. Iss. 3. PP. 989–996. DOI:10.48550/arXiv.1903.09454

21. Симонов А.Н., Волков Р.В., Дворников С.В. Основы построения и функционирования угломерных систем координатометрии источников радиоизлучений. СПб.: ВАС, 2017. 248 с.

22. Батенков К.А. Точные и граничные оценки вероятностей связности сетей связи на основе метода полного перебора типовых состояний // Труды СПИИРАН. 2019. Т. 18. № 5. С. 1093–1118. DOI:10.15622/sp.2019.18.5.1093-1118

23. Kong W.-L., Miki T., Lin Y.-Y., Makino W., Urabe J., Gu S.-H., Machida R.J. Nuclear and mitochondrial ribosomal ratio as an index of animal growth rate // Limnology and Oceanography: Methods. 2019. Vol. 17. Iss. 11. PP. 575–584. DOI:10.1002/lom3.10334

24. Farahi A., Mulroy S.L., Evrard A.E., Smith G.P., Finoguenov A., Bourdin H., et al. Detection of anti-correlation of hot and cold baryons in galaxy clusters // Nature Communications. 2019. Vol. 10. 2504. DOI:10.1038/s41467-019-10471-y

25. He D., Cai Q. Correlation and the black hole information loss problem // Chinese Science Bulletin (Chinese Version). 2018. Vol. 63. Iss. 30. PP. 3089–3095.

26. Дворников С.В., Яхеев А.Ф. Метод измерения параметров кратковременных сигналов на основе распределения Алексеева // Информация и космос. 2011. № 1. С. 66–74.

Статья поступила в редакцию 13.03.2022; одобрена после рецензирования 04.05.2022; принята к публикации 20.07.2022.

The article was submitted 13.03.2022; approved after reviewing 04.05.2022; accepted for publication 20.07.2022.

## Информация об авторах:

**ДВОРНИКОВ**  
**Сергей Викторович**

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиотехнических и оптоэлектронных комплексов Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, профессор кафедры радиосвязи Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного,  
 <https://orcid.org/0000-0002-4889-0001>

**УСТИНОВ**  
**Андрей Александрович**

доктор технических наук, профессор, научный сотрудник научно-исследовательского центра Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного,  
 <https://orcid.org/0000-0003-0252-6850>

**ОКОВ**  
**Игорь Николаевич**

доктор технических наук, профессор, научный сотрудник научно-исследовательского центра Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного,  
 <https://orcid.org/0000-0002-1460-0635>

## **ЭЛЕКТРОНИКА, ФОТОНИКА, ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И СВЯЗЬ**

**2.2.6 – Оптические  
и оптико–электронные приборы  
и комплексы**

**2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы  
и устройства телевидения**

**2.2.14 – Антенны, СВЧ–устройства  
и их технологии**

**2.2.15 – Системы, сети и устройства  
телекоммуникаций**

**2.2.16 – Радиолокация и радионавигация**

Научная статья

УДК 681.88/.89

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-14-26



## Динамические потери энергии в ключевых усилителях мощности в составе гидроакустического передающего тракта

Владимир Александрович Александров<sup>1</sup>, info@niibriz.ru

Олег Владимирович Воробьев<sup>2</sup>✉, vorobievov@bk.ru

Юрий Витальевич Казаков<sup>1,3</sup>, yukazak@yandex.ru

Любовь Васильевна Маркова<sup>1,2</sup>, ljubvblinva@mail.ru

<sup>1</sup>АО «Концерн «Океанприбор»,

Санкт-Петербург, 197376, Российская Федерация

<sup>2</sup>Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. М.А. Бонч-Бруевича,

Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

<sup>3</sup>Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет им. В.И. Ульянова (Ленина),

Санкт-Петербург, 197022, Российская Федерация

**Аннотация:** Представлены результаты исследований динамических потерь энергии в широкополосных ключевых усилителях класса BD и ABD при работе на гидроакустический излучатель. Проведено сопоставление относительных потерь энергии в усилительных каскадах на кремниевых (Si) и карбид-кремниевых (SiC) полевых транзисторах. Дано сравнение динамических процессов, связанных со сквозным током «транзистор-диод», в схемах ключевого усиления с Si импульсными обратными диодами и SiC диодами Шоттки. Показана перспектива использования современных SiC-транзисторов с собственными обратными диодами Шоттки. Продемонстрирована необходимость учета ВЧ-составляющих тока дросселей ФНЧ для оценки энергетических показателей передающей аппаратуры. Даны рекомендации по выбору режимов работы оконечных каскадов модулей ключевого усиления гидроакустических излучающих трактов.

**Ключевые слова:** генераторное устройство, ключевой усилитель мощности, усилитель класса D, широтно-импульсная модуляция, гидроакустический передающий тракт, гидролокация, гидроакустическая связь, динамические потери

**Ссылка для цитирования:** Александров В.А., Воробьев О.В., Казаков Ю.В., Маркова Л.В. Динамические потери энергии в ключевых усилителях мощности в составе гидроакустического передающего тракта // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 3. С. 14–26. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-14-26

## Dynamic Energy Losses in Switch Power Amplifiers as Part of a Hydroacoustic Transmission Path

Vladimir Alexandrov<sup>1</sup>, info@niibriz.ru

Oleg Vorobyov<sup>2</sup>✉, vorobievov@bk.ru

Yuri Kazakov<sup>1,3</sup>, yukazak@yandex.ru

Lyubov Markova<sup>1,2</sup>, ljubvblinva@mail.ru



<sup>1</sup>JSC Concern "OCEANPRIBOR",

St. Petersburg, 197376, Russian Federation

<sup>2</sup>The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications,

St. Petersburg, 193232, Russian Federation

<sup>3</sup>Saint-Petersburg Electrotechnical University,

St. Petersburg, 197022, Russian Federation

**Abstract:** Results of studies of dynamic energy losses in broadband switch amplifiers of the BD and ABD classes when operating on a hydroacoustic emitter are presented. Relative energy losses in amplifying stages based on silicon (Si) and silicon carbide (SiC) field-effect transistors are compared along with dynamic processes associated with "transistor-diode" through current in switching amplification circuits with Si pulsed reverse diodes and SiC Schottky diodes. The viability of using modern SiC transistors with their own reverse Schottky diodes is demonstrated. High-frequency components of the low-pass filter current must be taken into account in order to assess the energy performance of the transmitting equipment. Recommendations on the choice of operating modes for the final stages of the switch amplification modules of hydroacoustic radiating paths are offered.

**Keywords:** generator device, switch power amplifier, class D amplifier, pulse-width modulation, hydroacoustic transmission path, sonar, hydroacoustic communication, dynamic losses

**For citation:** Alexandrov V., Vorobyov O., Kazakov Yu., Markova L. Dynamic Energy Losses in Switch Power Amplifiers as Part of a Hydroacoustic Transmission Path. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(3):14–26. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-14-26

Расширение полосы частот и динамического диапазона излучаемых сигналов является актуальной задачей совершенствования активных подсистем гидроакустических (г/а) комплексов. Особое значение генерация широкополосных сигналов имеет для мощных систем гидролокации и г/а-связи звукового диапазона [1].

До настоящего времени диапазон рабочих частот излучающих трактов ограничивался эффективной полосой однорезонансных низкочастотных (НЧ) г/а-преобразователей не более 0,5–1 октавы. Последние разработки НЧ излучающих антенн, основанные на внедрении многорезонансных г/а-преобразователей, в значительной степени снимают это ограничение и позволяют перейти к излучению сложных сигналов в полосе частот 2–3 октавы [2].

Особенностью применения широкополосных усилительных устройств в г/а-передающих трактах (ГАПТ) является выраженный комплексный характер нагрузки. Г/а-преобразователи характеризуются повышенным значением  $\cos \varphi = 0,4 - 0,6$  только в сравнительно узкой полосе резонансных частот, а с увеличением частоты коэффициент активной мощности может составлять менее 0,1–0,2. Выделенное обстоятельство наряду с требованиями энергетической эффективности принципиально определяет выбор усилителей мощности для использования в составе ГАПТ. Для возбуждения широкополосных излучающих антенн применяются ключевые усилители мощности (КУМ) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), определенные как усилители класса D [3], относительные потери которых, как правило, не превышают 5–10 % от но-

минальной выходной мощности. В таких устройствах процесс усиления сигналов связан с преобразованием их в последовательность высокочастотных (ВЧ) импульсов управляемой длительности, ключевом усилении по мощности и выделении на нагрузку полезных составляющих НЧ-напряжения фильтром нижних частот (ФНЧ) [4]. Фильтрация сигнала обеспечивается ФНЧ второго порядка, включающим индуктивность фильтра  $L_\Phi$  и емкость нагрузки, а собственная частота фильтра выбирается значительно выше верхней частоты усиливаемого сигнала.

Расширение диапазона частот, повышение верхней рабочей частоты ведет к увеличению частоты ШИМ преобразования и росту динамических потерь в КУМ. При заданной емкости нагрузки единственным параметром для проектирования ФНЧ является индуктивность  $L_\Phi$ . Необходимое расширение частотного диапазона в область верхних частот приводит к уменьшению значения  $L_\Phi$ , что ведет к увеличению ВЧ-составляющей тока КУМ, в ряде случаев выше максимального рабочего тока нагрузки.

С учетом фазового сдвига между током и напряжением нагрузки в КУМ возможно сложение максимальных значений амплитуд НЧ- и ВЧ-токов, что обуславливает необходимый запас по предельным характеристикам полупроводниковых приборов, кроме того, выделенное обстоятельство необходимо учитывать в составе статических и динамических потерь в усилителе мощности. Исследованию динамических потерь, обусловленных сквозным током «транзистор-диод» и формированием фронтов импульсов напряжения, имеющих



доминирующий характер в широкополосных КУМ, посвящена настоящая работа. При исследовании использовались методы дискретной временной и амплитудной аппроксимации сигналов в ключевых схемах преобразования, а также методы математического моделирования и численных расчетов.

### Исследование динамических потерь в схемах ключевого усиления на основе кремниевых и карбид-кремниевых полупроводниковых элементов

Энергетическая эффективность усилительных устройств, как правило, определяется КПД, как отношение мощности, выделяемой на активной нагрузке, к отданной источником электропитания. Применительно к модулям КУМ, работающим на комплексную нагрузку с весьма малым коэффициентом активной мощности, более предпочтительным является переход к полной выходной мощности и относительным потерям энергии. К конечным результатам оценки энергетической эффективности относится мощность тепловыделения и достижимая удельная габаритная, определенная как отношение максимальной выходной мощности к функциональному объему модуля КУМ [ВА/л].

В большинстве случаев динамические потери энергии являются доминирующей составляющей потерь в ключевых усилителях с ШИМ. Мощность тепловыделения, связанная с динамическими потерями энергии, практически пропорционально возрастает с ростом частоты переключений, зависит от фронта и спада импульсного напряжения и определяется перезарядом собственных и демпфирующих емкостей ключевых элементов, демпфированием ВЧ-напряжений, самоиндукцией при импульсной коммутации контуров тока, а также протеканием сквозных экстратоков через полупроводниковые приборы.

В ранее проведенных исследованиях [5, 6] показана необходимость схемотехнического исключения сквозного тока «транзистор–транзистор», подробно исследованы неустраняемые экстратоки «транзистор–диод» на основе использования зарядной модели типового ВЧ кремниевого (Si) диода. Для соизмеримых значений постоянной времени входной цепи  $\tau_v$  полевого транзистора и времени восстановления диода  $\tau_d$  получены приближенные соотношения, определяющие динамические потери энергии транзистора  $W_{дт}$ , в частности, в однотактной схеме ключевого усилителя:

$$W_d = EI\tau_d + E^2C_k/2 + EI\tau_\phi/2 + EI\tau_0/2, \quad (1)$$

где  $E$  и  $I$  – напряжение электропитания КУМ и ток нагрузки;  $\tau_d$ ,  $C_k$  – постоянная времени диода и собственная емкость транзистора;  $\tau_\phi$ ,  $\tau_0$  – время фор-

мирования фронта напряжения при включении и отключении транзистора.

Дополнительно определены потери энергии в специальных демпфирующих  $R_d C_d$  – цепях, включенных параллельно с ключевыми элементами:

$$W_{дс} = C_d E^2 / 2. \quad (2)$$

Полученные соотношения позволяют оценить мощность тепловыделения в оконечных каскадах КУМ, обусловленную динамическими потерями энергии при пренебрежимо малых ВЧ-составляющих тока дросселя ФНЧ.

Здесь следует привести некоторые уточнения по выбору параметров демпфирующих цепей с учетом особенностей переключения Si-диодов [7]. Инерционность восстановления закрытого состояния кремниевого диода, обусловленная фактором времени жизни неосновных носителей  $\tau_d$ , безусловно увеличивает потери энергии при включении транзистора. При этом, даже после уменьшения тока диода, через его структуру замыкается сквозной ток, амплитуда которого можеткратно превосходить ток нагрузки в условиях максимального остаточного напряжения на транзисторах. Затем происходит быстрое (за единицы нс) прерывание тока диода. В результате производная изменения тока может достигать десятков А/нс, что приводит к ВЧ-процессам перенапряжений, обусловленных паразитной индуктивностью  $L_n$  в момент прерывания тока. Подавление ВЧ-выбросов напряжения достигается введением демпфирующих цепей, результирующая емкость которых должна быть достаточной для замыкания энергии самоиндукции. Вместе с тем для подавления ВЧ-колебаний в цепь демпфирующей емкости включаются диссипативные звенья  $R_d$ , сопротивление которых выбирается из условия максимально допустимой амплитуды перенапряжений  $\Delta E = (0,3 \dots 0,5)E$ :

$$R_d = \frac{\Delta E}{I_{см}}. \quad (3)$$

Принимая во внимание возможность кратного превышения амплитудой сквозного тока  $I_{см}$  уровня максимального тока нагрузки  $I_{нм}$ , динамические потери в ключевых усилителях на основе кремниевых транзисторов и диодов еще более возрастают. Заметный вклад в суммарные потери вносит перезаряд демпфирующих емкостей и потери энергии в демпфирующих резисторах. Причем последняя составляющая потеря имеет место и в условии заряда демпфирующей емкости током дросселя ФНЧ в процессе выключения транзистора:

$$W_{дR} = I_L R_d C_d E = I_n E \tau_{дп}. \quad (4)$$

Однако такое условие заряда емкости демпфирующей цепи  $C_d$  и собственной емкости контура  $C_k$

может выполняться только при значительной величине тока нагрузки, что имеет место в условиях значительного уровня выходного напряжения и номинальном сопротивлении нагрузки. В первом приближении для оценки предельных значений потерь энергии целесообразно ограничиться рассмотрением «жесткого» перезаряда емкостных цепей в соответствии с аддитивным подходом расчета суммарных потерь энергии, предложенным в работе [8].

В развитие предложенной методики, применительно к полевым транзисторам, необходимо ввести ограничение нарастания тока  $I_K$  в соответствии с изменением напряжения  $V_{зи}$  на затворе:

$$V_{зи} = V_B(1 - e^{-t/\tau_B}); I_K(t) = S[V_{зи}(t) - V_0], \quad (5)$$

где  $V_B$  и  $V_0$  – максимальное входное напряжение и напряжение отпирания полевого транзистора;  $\tau_B$  и  $S$  – постоянная времени входной цепи затвора и крутизна характеристики передачи управляющего напряжения в ток стока.

Заданный уровень  $V_B$  определяет предельный ток полевого транзистора  $I_n$ , как правило, кратно превышающий максимальный ток нагрузки  $I_M$ :

$$I_n = S(V_B - V_0) = MI_M, \quad \text{где } M = (3 \dots 5). \quad (6)$$

При этом изменение тока  $I_K$  в диапазоне изменения до  $2I_M$  с момента отпирания транзистора может быть аппроксимировано линейной зависимостью:

$$I_K = I_M \frac{Mt}{\tau_B}. \quad (7)$$

С использованием принятой аппроксимации, определим отдельно время восстановления обратной проводимости  $Si$ -диода  $t_B$  из условия нарастания тока транзистора до уровня тока дросселя  $I$  и время  $t_C$  собственно сквозного тока «транзистор-диод», необходимое для рассасывания неосновных носителей в базе диода [6]:

$$t_B = \tau_B I / MI_M; \quad t_C = \sqrt{\frac{2I\tau_d\tau_B}{MI_M}}. \quad (8)$$

Предложенное разделение позволяет провести оценку импульсного превышения тока транзистора на величину сквозного тока  $I_C$ , амплитуда которого к моменту выключения  $Si$ -диода определяет энергию самоиндукции в паразитной индуктивности отключенного контура проводимости схемы КУМ:

$$I_C = I \sqrt{2MI_M\tau_d/\tau_B}. \quad (9)$$

В результате уточненное выражение суммарных динамических потерь энергии  $W_d$  за период переключения приводится к следующему виду:

$$\begin{aligned} W_{дв} &= \tau_B EI^2 / MI_M + EI\tau_d + (C_K + C_d)^2 E / 2 + EIt_\phi / 2, \\ W_{до} &= L_n IMI_M\tau_d / \tau_B + (C_K + C_d)^2 E / 2 + EIt_0 / 2, \\ W_d &= W_{дв} + W_{до}, \end{aligned} \quad (10)$$

где  $W_{дв}$ ,  $W_{до}$  – потери энергии при включении и отключении проводящего транзистора.

Полученные соотношения могут быть применены для оценки потерь энергии в полумостовой схеме канала КУМ на полевых транзисторах, обобщенная функциональная схема которого приведена на рисунке 1. В схеме транзисторы ключевых элементов  $K1$ ,  $K2$  управляются противофазно с минимальной задержкой включения  $t_z$  для устранения сквозных токов «транзистор-транзистор». При этом перезаряд собственных емкостей ключевых элементов  $C_{K1}$ ,  $C_{K2}$  и емкостей  $C_{d1}$ ,  $C_{d2}$  демпфирующих цепей при пренебрежимо малых ВЧ-составляющих тока дросселя осуществляется через транзисторы  $VT1$ ,  $VT2$ , что соответствует принятым допущениям в оценке динамических потерь энергии.

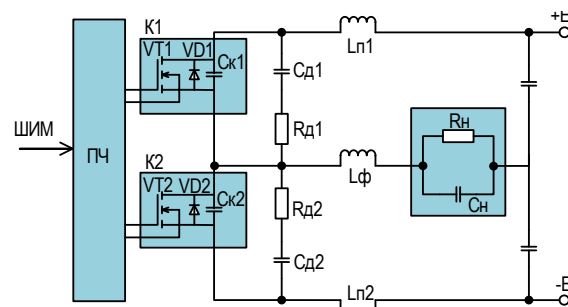


Рис. 1. Упрощенная эквивалентная схема канала ключевого усиления

Fig. 1. Simplified Equivalent Circuit of the Switch Amplification Channel

В схеме канала КУМ (см. рисунок 1) в качестве обратных диодов  $VD1$ ,  $VD2$  предполагается использование собственных диодов полевых транзисторов. На практике для  $Si$ -транзисторов это возможно только для сравнительно низковольтных полупроводниковых приборов, где постоянная времени собственного диода не превышает 150–200 нс. Для более высоковольтных полевых транзисторов такого типа собственный инерционный диод, как правило, исключается из контура проводимости узлом диодной развязки, что сохраняет приемлемую инерционность  $Si$ -диода с приемлемой постоянной времени.

Применительно к полумостовой схеме КУМ, с учетом двух ключевых элементов и двух симметричных демпфирующих цепей, при оценке динамических потерь энергии необходимо учитывать суммарные величины  $C_d$  и  $C_K$ :

$$C_d = C_{d1} + C_{d2}; \quad C_K = C_{K1} + C_{K2}.$$

Контур протекания сквозного тока через паразитные индуктивности  $L_{n1}$ ,  $L_{n2}$  замыкается после-

довательно, что позволяет при расчетах воспользоваться суммарным значением:

$$L_{\pi} \approx L_{\pi 1} + L_{\pi 2}.$$

Следует отметить, что длительность фронта  $t_{\phi}$  импульсного напряжения после завершения сквозного тока весьма мала (менее 10...20 нс), что позволяет пренебречь потерями энергии в транзисторе на этом интервале.

В результате суммарные динамические потери энергии для заданных параметров полумостовой схемы КУМ на *Si*-полупроводниковых приборах в зависимости от относительной величины тока  $i = \frac{I}{I_M}$ , приводятся к следующему выражению:

$$W_d = \tau_b E I_M i^2 / M + E I_M i \tau_d + (C_k + C_d) E^2 + L_{\pi} I_M^2 i \tau_d M / \tau_b + E I t_0 / 2. \quad (11)$$

Анализ полученного соотношения для типичных значений  $\tau_b \approx \tau_d$  и  $M = 3 \dots 5$  в условиях малых величин  $C_k$  и  $C_d$  подтверждает определяющий фактор, влияющий на рост потерь при переключении ключевых элементов, связанный с постоянной времени  $\tau_d$  *Si*-диодов. В дополнение к предшествующим исследованиям [5, 6], посвященным потерям энергии на сквозной ток «транзистор-диод», следует выделить составляющую потерь, обусловленную подавлением энергии самоиндукции в паразитной индуктивности проводящего контура, формируемой после быстрого прерывания тока через диод. Составляющие потерь такого вида пропорционально возрастают с увеличением инерционности *Si*-диода.

Выделенное обстоятельство подчеркивает перспективу перехода к полупроводниковым приборам на основе карбид-кремниевых (*SiC*) технологий. В настоящее время основным производителем *SiC*-транзисторов и диодов является фирма «CREE», что позволяет использовать это обозначение при определении полупроводниковых приборов такого типа.

Принципиальная особенность *SiC*-диодов, которые являются неотъемлемой составляющей транзисторов CREE, заключается в отсутствии накопления заряда [9]. Восстановление закрытого состояния такого диода описывается его емкостной моделью в условиях изменения собственной емкости от единиц нФ до десятков пФ с увеличением обратного напряжения. Для инженерных расчетов можно воспользоваться эквивалентной емкостью, энергия перезаряда которой равна энергии восстановления *SiC*-диода. Применительно к использованию *SiC*-транзистора с собственным обратным диодом в схеме канала КУМ (см. рисунок 1) такая эквивалентная емкость относится к собственной емкости ключевого элемента.

Расчет значения  $C_{\text{си}}$  может приводиться для каждого типа транзистора CREE и заданного уровня напряжения электропитания с использованием математической модели итерационного изменения емкости от обратного напряжения. Принимая во внимание весьма слабую зависимость емкостной характеристики *SiC*-диода от величины прямого тока, можно ограничиться примерными значениями эквивалентной емкости  $C_{\text{эк}} = (200 \dots 300)$  пФ, что практически в два раза превосходит собственную емкость *Si*-транзистора. Для анализа динамических процессов в полумостовой схеме на транзисторах CREE эквивалентную емкость двух транзисторов определим как:

$$C_3 = 2C_{\text{эк}}.$$

При применении *SiC*-приборов практически отсутствует время сквозного тока, характерного для *Si*-диодов, что существенно влияет на импульсные процессы проводящего транзистора. Временные диаграммы токов и напряжений, поясняющие отличие процессов формирования импульсного напряжения  $V$  в канале ключевого усиления на полупроводниковых приборах различного типа, иллюстрируются на рисунке 2.

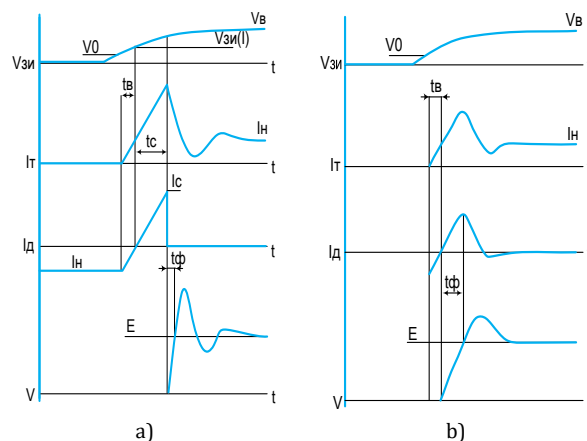


Рис. 2. Временные диаграммы токов и напряжений, поясняющие импульсные процессы включения проводящего транзистора в КУМ на основе приборов *Si* (а) и *SiC* (б)

Fig. 2. Timing Diagrams of Currents and Voltages, Explaining the Pulse Processes of Switching on a Conducting Transistor in SPA Based on *Si* (a) and *SiC* (b) Devices

Общей характеристикой полумостовых схем на *Si*- и *SiC*-элементах является время восстановления  $t_b$ , определяющее временной интервал нарастания тока  $I_T$  через транзистор до уровня  $I = I_n$  и, соответственно, уменьшение тока диода до  $I_d = 0$ . Для полевых транзисторов с заданной передаточной характеристикой  $S = [A/B]$  интервал  $t_b$  определяется как время нарастания напряжения  $V_{зи}$  от уровня  $V_0$  открывания транзисторов до уровня, соответствующего току нагрузки  $V_{зи}(I)$ :

$$V_{зи}(I) = V_0 + \frac{I}{S}.$$

Исходя из практически линейной передаточной характеристики полевого транзистора, время  $t_0$  определяется выражением (8).

Далее в схеме с *Si*-диодами выделяется интервал  $t_c$  – сквозного тока, за который нарастает обратный ток через диод до максимального значения (9), и, соответственно, увеличивается ток через транзистор до амплитуды:

$$I_{TM} = I + I_c.$$

При выключении диода напряжение  $V$  за время  $t_\phi$  быстро нарастает до напряжения электропитания  $E$  и далее может наблюдаться значительный выброс перенапряжения вследствие энергии самоиндукции паразитных индуктивностей.

Для транзисторов CREE (рисунок 2b) временной интервал  $t_c$  отсутствует, и после времени восстановления сразу формируется фронт импульсного напряжения  $t_\phi$ , длительность которого определяется зарядом эквивалентной емкости  $C_3$  и линейно нарастающим током транзистора.

Амплитуда превышения тока  $I_T$  над уровнем тока нагрузки условно может быть определена как величина сквозного тока  $I_c$ :

$$I_c = 2C_3 E M I_M / I_{T_B}, t_\phi = \frac{2C_3 E}{I_c}. \quad (12)$$

Сопоставляя временные диаграммы сигналов в канале КУМ на *Si*- и *SiC*-элементах, следует отметить, что скорость нарастания импульсного напряжения и амплитуды превышения тока транзисторов CREE могут быть значительно ниже, чем в полумостовой схеме на типовых полевых транзисторах и кремниевых диодах. Выделенное обстоятельство позволяет значительно уменьшить как пиковые потери энергии, так и амплитуду электромагнитных помех при переключении полупроводниковых приборов.

Принимая во внимание одинаковый уровень потерь энергии при выключении проводящего транзистора и полагая идентичность процессов перезаряда емкостных звеньев в схеме канала ключевого усиления, применительно к транзисторам CREE запишем выражение для оценки динамических потерь энергии:

$$W_d = \tau_B E I_M i^2 / M + E I_M i \sqrt{C_3 E \tau_B / 2 I_M M} + E^2 (C_d + C_3) + L_\Pi M I_M C_3 E / \tau_B + t_0 I_M i E / 2. \quad (13)$$

Соотношение (11) и (13) позволяет перейти к оценке относительной мощности тепловыделения в канале КУМ на полупроводниковых приборах, реализованных на основе *Si*- и *SiC*-технологий. Применительно к полумостовой схеме ключевого усиления, максимальное выходное напряжение на выходе ФНЧ в зависимости от полярности выходного сигнала может достигать  $+E/2$  и  $-E/2$ . Соответственно максимальная выходная мощность и

выходной ток канала ключевого усиления определяются выражениями:

$$P_M = I_M E / 2 = E^2 / 4Z, \quad (14)$$

$$I = uE / 2Z_H = uI_M Z / Z_H, \quad i = u\bar{Y},$$

где  $u = 2U/E$  – нормированный уровень выходного напряжения;  $Z_H = E/2I$ ,  $Z = E/2I_M$  – импеданс нагрузки и его минимальное значение;  $\bar{Y} = Z/Z_H$  – относительная проводимость нагрузки.

В результате для квазистатического уровня  $U$ , домножая величины потерь энергии за период переключений на частоту ШИМ-преобразования  $f = 1/T$ , запишем зависимости относительных значений мощности тепловыделения для канала КУМ на различных полупроводниковых приборах:

для *Si*:

$$p = 4\bar{\tau}_B (u\bar{Y})^2 / M + 4u\bar{Y}\bar{\tau}_d + 4(\bar{Y}_K + \bar{Y}_d) / \pi + \bar{Y}u\bar{\tau}_d M / \pi \bar{\tau}_B \bar{Y}_\Pi + 2u\bar{Y}\bar{t}_0, \quad (15)$$

для *SiC*:

$$p = 4\bar{\tau}_B (u\bar{Y})^2 / M + 4u\sqrt{\bar{Y}_3 \bar{\tau}_B / 2 \bar{Y}_\Pi \pi} + 4(\bar{Y}_3 + \bar{Y}_d) / \pi + M\bar{Y}_3 / \pi^2 \bar{Y}_\Pi + 2E_0 u \bar{t}_0 \bar{Y}, \quad (16)$$

где  $\bar{\tau}_B, \bar{\tau}_d, \bar{t}_\phi, \bar{t}_0$  – нормированные временные параметры, отнесенные к периоду переключений;

$\bar{Y}_K = C_K \omega Z$ ,  $\bar{Y}_d = C_d \omega Z$ ,  $\bar{Y}_3 = C_3 \omega Z$ ,  $\bar{Y}_\Pi = Z / \omega L_\Pi$  – относительные величины проводимости реактивных элементов функциональной схемы канала КУМ.

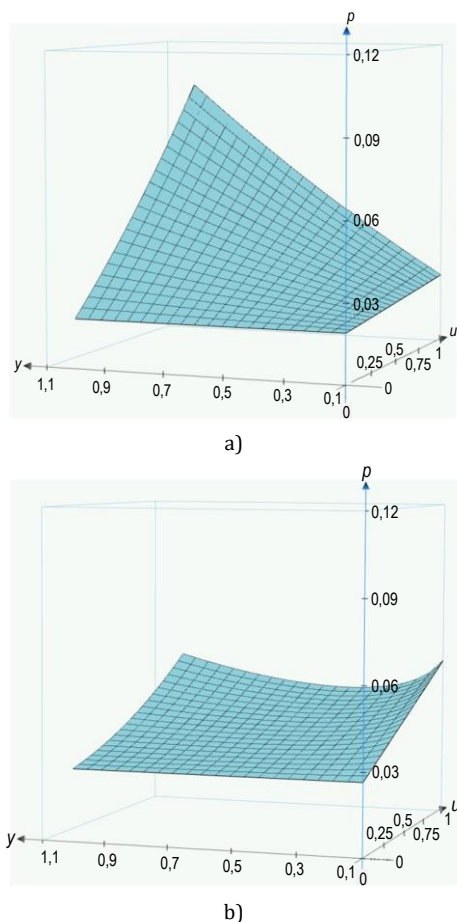
Первичный анализ представленных выражений показывает существенную составляющую потерь в КУМ на полевых транзисторах и *Si*-диодах, связанную с постоянной времени  $\tau_d$ . Здесь также следует отметить общую закономерность, связанную с уменьшением первой составляющей потерь посредством увеличения коэффициента  $M$  и уменьшения постоянной времени  $\tau_B$ . Такие попытки приводят к возрастанию импульсного тока и увеличению потерь энергии самоиндукции.

Для сопоставления энергетической эффективности каналов КУМ на *Si*- и *SiC*-полупроводниковых приборах целесообразно рассмотреть зависимость мощность тепловыделения, обусловленную динамическими процессами для типичных параметров схемы ключевого усиления при частоте переключения 100 кГц. В качестве примера можно рассмотреть высоковольтную полумостовую схему КУМ с электропитанием  $E = (500 \dots 600)$  В, максимальной мощностью 1,2 кВА, что соответствует минимальному сопротивлению нагрузки  $Z \approx 40$  Ом. Преимуществом такой схемы является возможность реализации на ее основе оконечных каскадов ключевых усилителей с многоканальной ШИМ требуемого уровня мощности от 1 до 5 кВА для использования в каналах ГАПТ режимов гидролокации и гидросвя-



зи с силовым электропитанием от выпрямленного напряжения сети объекта переменного тока 3 ф, 50 Гц, 380 В.

Графические зависимости относительной величины динамических потерь  $p$  от относительного уровня выходного напряжения  $u = (0 \dots 1)$  и проводимости нагрузки  $y = (0,1 \dots 1,0)$  для параметров схемы:  $\tau_b = 200$  нс;  $\tau_d = 150$  нс;  $t_0 = 30$  нс;  $M = 5$ ;  $C_k = 300$  пФ;  $C_d = 600$  пФ;  $C_3 = 600$  пФ;  $L_n = 0,15$  мкГн, и частоты переключений 100 кГц, – представлены на рисунке 3.



**Рис. 3. Зависимость относительной величины динамических потерь  $p$  от относительных уровней выходного напряжения  $u$  и проводимости нагрузки  $y$  для КУМ на Si- (а) и SiC- (б) полупроводниковых приборах**

*Fig. 3. Dependence of the Relative Value of Dynamic Losses  $p$  on the Relative Levels of the Output Voltage  $u$  and the Load Conductivity  $y$  for the SPA on Si (a) and SiC (b) Semiconductor Devices*

Сопоставление трехмерных графиков  $p(u, y)$  для кремниевых и карбид-кремниевых полупроводниковых приборов (см. рисунок 3) подтверждает возможность повышения энергетической эффективности канала КУМ на транзисторах CREE. Для рассматриваемого примера реализации полумостовых схем ключевого усиления при переходе от Si-приборов к SiC-транзисторам максимальная величина относительных потерь мощности может быть уменьшена практически в два раза (с 11 до 5 %). Причем минимальные потери при  $u = 0$  в этом слу-

чае могут быть заметно (в 1,5 раза) выше. Отмеченная особенность обусловлена необходимостью перезаряда эквивалентной емкости транзисторов CREE.

Результаты исследований, проведенных в настоящем разделе, получены без учета ВЧ-составляющих тока дросселя ФНЧ, и могут быть распространены на двухканальные усилители класса  $BD$ , где выделенный фактор имеет пренебрежимо малое значение. Для усилителей класса  $ABD$  с амплитудой пульсаций выходного тока КУМ, соизмеримой с максимальным значением НЧ-тока нагрузки, полученные данные должны быть дополнены с учетом значений тока дросселя фильтра в моменты переключений. При этом в режимах работы КУМ могут быть выделены зоны  $AD$  и  $BD$ , характеризующиеся жесткими и мягкими траекториями переключений, исследуемыми в следующем разделе.

### **Анализ динамических потерь в усилителях класса $BD$ и $ABD$ с учетом ВЧ-составляющей тока дросселя фильтра нижних частот**

Ключевые НЧ-усилители различных классов могут отличаться схемами оконечных каскадов, реализация которых существенным образом влияет на характер и амплитуду ВЧ-составляющих тока дросселя ФНЧ. При этом даже в усилителях класса  $BD$  нарастание и спад тока дросселя, соответственно, во время импульса и паузы двухтактного импульсного напряжения, существенно изменяет условия переключений полупроводниковых приборов. Тем более в усилителях класса  $ABD$ , где при постоянном выходном напряжении имеет место изменение направления тока за период переключений с чередованием проводимости транзисторов и диодов канала КУМ.

Временные диаграммы сигналов в условиях одинакового периода следования импульсов однотокового разнополярного и двухтактного однополярного напряжений, характерных для усилителей класса  $ABD$  и  $BD$ , показаны на рисунках 4а и 4б, соответственно. При разнополярном импульсном напряжении  $V$ , в усилителях класса  $ABD$  амплитуда изменения тока  $I_L$  может превосходить квазипостоянный НЧ-ток нагрузки  $I_n$  (см. рисунок 4а). Таким образом, формирование фронта импульсов, соответствующих полярности выходного НЧ-тока, обеспечивается при токе дросселя обратной проводимости:  $\text{sign} I_L(t'_k) = -\text{sign} I_n$ .

В усилителе класса  $ABD$  выделенное обстоятельство имеет место для малых индексов модуляции и низкой проводимости нагрузки при выполнении условия:

$$I_n = E(1 + u)(1 - u_n)Z_n T / 4LZ \geq I_n = Eu_n / 2Z, \quad (17)$$

где  $E = 2V_m$  – напряжение электропитания полумостовой схемы КУМ с амплитудой импульсного

напряжения  $V_M$ ;  $u = U/U_{PM}$ ,  $u_H = U_H/V_M$  – относительный уровень входного и выходного сигнала КУМ.

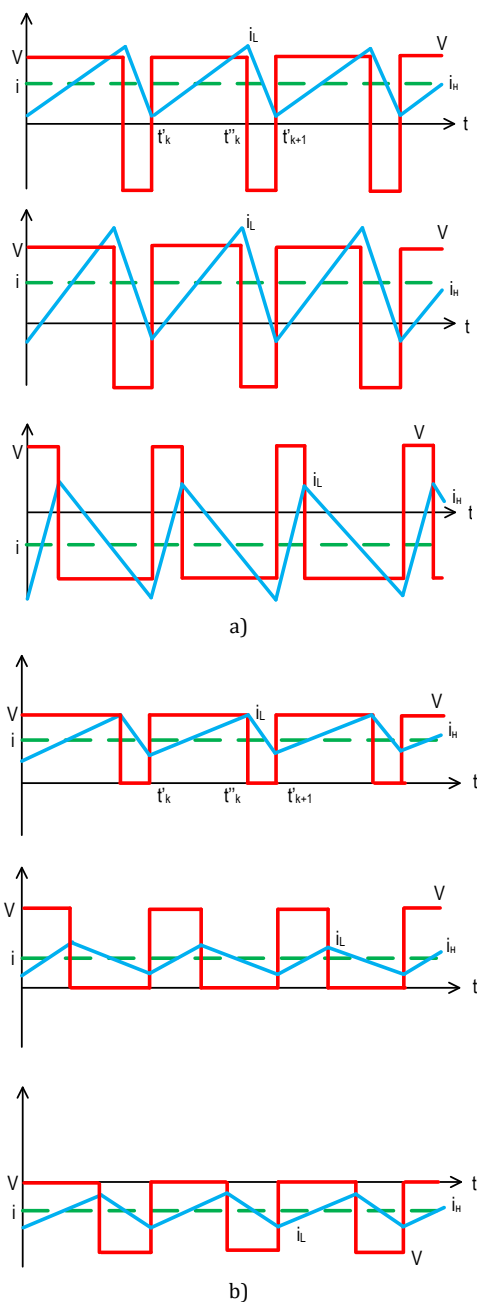


Рис. 4. Диаграммы сигналов в усилителях класса ABD (a) и BD (b) при положительном и отрицательном выходном напряжении

Fig. 4. Signal Diagrams in ABD (a) and BD (b) Class Amplifiers with Positive and Negative Output Voltage

При нарушении условия (17) в усилителе класса ABD направление тока  $I_L$  не изменяется и соответствует полярности выходного НЧ-напряжения и направлению тока нагрузки. В усилителе класса BD, как правило, ток дросселя однонаправленный и соответствует направленности тока нагрузки во время каждого периода переключений.

Как видно из указанной аналогии, можно определить зону режима BD, исходя из минимальной величины  $I_L$  за период переключений:

$$\text{sign} I_L(t'_k) = \text{sign} I_H.$$

Таким образом, для канала мостовой схемы НЧ-усилителей класса BD выполняется условие:

$$I_{BM} = EU(1 - U_H)TZ_H/2LZ \leq I_H = EU_H/2Z, \quad (18)$$

где  $E = V_M$  – напряжение электропитания мостовой схемы КУМ.

В усилителях класса ABD в зависимости от выполнения условия (17) можно выделить две зоны работы:

- зона режима AD при  $I_{BM} > I_H$ ;
- зона режима BD при  $I_{BM} < I_H$ .

Для широкополосных ключевых НЧ-усилителей в составе ГАПТ должны выполняться требования минимальных нелинейных амплитудных и фазовых искажений выходного напряжения, что позволяет воспользоваться предположением примерного равенства значений  $U$  и  $U_H$ .

В результате из условия (17) можно определить уровень  $u$ , соответствующий граничному значению для изменения режимов работы:

$$u_r = (2Lf/Z_H) \left( \sqrt{1 + (Z/2fL)^2} - 1 \right) = y(\sqrt{1 + (2\gamma/y)^2} - 1)/2\gamma, \quad (19)$$

где  $y = Z/Z_H$  – относительная проводимость нагрузки;  $\gamma = TZ/4L$  – коэффициент, определяющий относительную проводимость дросселя на частоте переключений.

Исследование динамических потерь энергии в отдельных зонах работы позволяет выделить режимы «мягких» и «жестких» переключений. Такой подход с разделением зоны AD и BD в каналах КУМ на Si-полупроводниковых приборах предложен в работах [10, 11] и может быть распространен для анализа энергетических характеристик КУМ на основе SiC-транзисторов.

Согласно предложенному подходу процесс перезаряда емкости ключевых элементов за счет включения транзисторов относится к «жесткой» коммутации, а изменение импульсного напряжения за счет энергии, запасенной в индуктивности ФНЧ во время закрытого состояния транзисторов, – к процессам «мягкой» коммутации.

Соответственно, траектория переключений и режим коммутации определяются значением тока  $I_L$  в моменты времени  $t'_k$  и  $t''_k$  фронта и спада импульсов напряжения, полярность которых совпадает с направлением выходного НЧ-тока. Здесь следует отметить определяющее значение ВЧ-составляющих тока дросселя, изменяющих как величину, так, возможно, и полярность тока  $I_L(t)$ .

Относительные значения тока дросселя в моменты переключения для каналов НЧ-усилителей класса *ABD* и *BD* определяются следующими соотношениями:

– для класса *ABD*:

$$\begin{cases} i(t''_k) = u \cdot y + (1 - u^2) \cdot \gamma \\ i(t'_k) = u \cdot y - (1 - u^2) \cdot \gamma' \end{cases} \quad (20)$$

– для класса *BD*:

$$\begin{cases} i(t''_k) = u \cdot y + (1 - u) \cdot \gamma \\ i(t'_k) = u \cdot y - (1 - u) \cdot \gamma' \end{cases} \quad (21)$$

где  $i = I_L/I_M$  – относительная величина тока дросселя.

Следует отметить, что определение граничного значения  $u_r$ , предложенного в предыдущих исследованиях [10], носит в значительной степени условный характер, т. к. не учитывает достаточной энергии в дросселе фильтра для формирования траектории переключений.

Например, при формировании спада импульсного напряжения к моменту  $t''_k$  для «мягкого» переключения при перезаряде результирующей емкости  $C_k = C_3 + C_{дп}$  должны выполняться условия:

$$I_L^2(t''_k)L \geq C_k E^2 \text{ при } \tau_3 > \sqrt{LC_k}. \quad (22)$$

Следовательно, нормированная величина  $i_L(t''_k)$  должна соответствовать значению:

$$i_L(t''_k) \geq 2Z \sqrt{\frac{C_k}{L}} Z.$$

Таким образом, для относительного уровня сигнала  $u = u_1$  в канале КУМ может быть обеспечен режим «мягкого» перезаряда результирующей емкости в процессе формирования спада импульса.

Для усилителей класса *BD* величина может быть определена из решения квадратного уравнения:

$$\begin{aligned} u_1^2 + u(y/2\gamma - 1) + Z_H \sqrt{C_k/L}/2\gamma &= 0; \\ u_1 &= \frac{1}{2}(1 - y/2\gamma) \left[ 1 - \frac{2Z_H \sqrt{C_k/L}}{\gamma(1 - y/2\gamma)^2} + 1 \right]. \end{aligned} \quad (23)$$

Принимая во внимание, что сопротивление нагрузки  $Z_H$ , как правило, значительно меньше величины  $\sqrt{C_k/L}$ , полученное выражение можно привести к приближенному виду:

$$u_1 \cong \frac{Z_H \sqrt{C_k/L}}{2(\gamma - y/2)}. \quad (24)$$

В диапазоне  $0 < u < u_1$  потери энергии  $W_{Ck}$  на перезаряд емкости  $C_k$  уменьшаются в два раза – от  $C_k E^2$  до  $C_k E^2/2$ , что может быть учтено при оценке динамических потерь в усилителе класса *BD*. Вместе с тем с ростом уровня сигнала наблюдается

уменьшение величины  $i(t'_k)$  от относительного уровня НЧ-тока. В соответствии с выражением (13), потери энергии на формирование фронта и спада импульсов в канале КУМ на SiC-транзисторах могут быть определены соотношением:

$$\begin{aligned} W_d &= \tau_b E I_M [uy - u(1 - u)\gamma]^2 / M + \\ &+ E I_M [uy - u(1 - u)\gamma] \sqrt{C_3 E \tau_b / 2 I_M M} + \\ &+ L_{п} M I_M C_3 E / \tau_b + t_0 [uy - u(1 - u)\gamma] I_M E / 2 + W_{Ck}. \end{aligned} \quad (25)$$

Откуда для диапазона изменения сигнала от  $u_1$  до 1 с учетом выражения (16) запишем относительные потери мощности, обусловленные динамическими процессами в мостовой схеме НЧ-усилителей класса *BD*:

$$\begin{aligned} p &= 4[uy - u(1 - u)\gamma]^2 \bar{\tau}_b / M + \\ &+ 4[uy - u(1 - u)\gamma] \sqrt{\bar{y}_3 \tau_b / 4 \pi M} + M \bar{y}_3 / 2 \pi u_{п} \bar{\tau}_b + \\ &+ 2 \bar{t}_0 [uy + u(1 - u)\gamma] + 2(\bar{y}_3 + \bar{y}_d) / \pi. \end{aligned} \quad (26)$$

В диапазоне  $0 - u_1$  потери энергии  $W_{Ck}$  возрастают с уменьшением уровня сигнала в два раза для  $u = 0$ , что может быть учтено при оценке результирующей величины  $p$ .

Аналогичным образом могут быть определены динамические потери энергии в усилителе класса *ABD* для зоны *BD*, соответствующей уровню:

$$1 > |u| > u_r,$$

где  $u_r$  – граничное значение, определенное соотношением (19).

В этом случае для определения величины тока в моменты времени  $t'_k$  и  $t''_k$  необходимо воспользоваться выражением (20), что позволяет привести соотношение (13) к следующему виду:

$$\begin{aligned} W_d &= \tau_b E I_M [uy - (1 - u^2)\gamma]^2 + \\ &+ E I_M [uy - u(1 - u^2)\gamma] \sqrt{C_3 E \tau_b / 2 I_M M} + \\ &+ L_{п} M I_M C_3 E / \tau_b + \\ &+ t_0 [uy + u(1 - u^2)\gamma] I_M E / 2 + W_{Ck}. \end{aligned} \quad (27)$$

В результате для жесткого перезаряда емкости ключевых элементов для относительной величины мощности тепловыделения  $p$ , обусловленной динамическими процессами, запишем:

$$\begin{aligned} p &= 4[uy - u(1 - u^2)\gamma]^2 \bar{\tau}_b / M + \\ &+ 4[uy - u(1 - u^2)\gamma] \sqrt{\bar{y}_3 \tau_b / 4 \pi M} + M \bar{y}_3 / \pi^2 u_{п} \bar{\tau}_b + \\ &+ 2 \bar{t}_0 [uy + u(1 - u^2)\gamma] + \bar{y}_d / \pi. \end{aligned} \quad (28)$$

Как показано в ряде предшествующих исследований, при переходе из зоны *BD* в зону *AD*, соответствующую уровню  $u_r > |u| \geq 0$ , в усилителе класса *ABD* формируются мягкие траектории переключений, характеризующиеся практически отсутствием динамических потерь энергии.

Однако здесь необходимо учитывать переходную зону  $u_r > |u| > u_2$ , где процесс жесткого пере-

заряда  $C_k$  в момент времени  $t'_k$  сменяется мягким перезарядом за счет энергии тока дросселя ФНЧ:

$$I^2(t'_k)L \geq C_k E^2 \text{ при } \tau_3 > \sqrt{LC_k}. \quad (29)$$

Исходя из условия (20), граничное значение  $u_T$  может быть определено как:

$$[(1 - u^2)\gamma - u\gamma]^2 = E^2/\rho_k^2, \quad (30)$$

где  $\rho_k = \sqrt{L/C_k}$  – волновое сопротивление контура  $LC_k$

Принимая во внимание малую величину отношения  $Z/\rho_k \ll u$ , разница значений  $u_T$  и  $u_2$  также незначительна и не превышает относительного значения задержки включения транзисторов:

$$\Delta u_T = |u_T - u_2| < \tau_3/\tau = \bar{\tau}_3. \quad (31)$$

В переходной зоне динамические потери энергии возрастают от величины, соответствующей режиму  $AD$ , до уровня, определенного соотношением (27), соответствующего режиму  $BD$ . Здесь также уместно отметить потери энергии при мягком режиме заряда демпфирующих емкостей  $C_d$  через резистор  $R_d$ , что позволяет определить минимальные динамические потери в области  $AD$  известными выражениями:

$$W_{дп} = C_d E^2, \quad p = f C_d E^2 / P_z = 2\bar{y}_d/\pi. \quad (32)$$

На основе полученных соотношений можно провести сопоставительный анализ показателей энергетической эффективности усилителей класса  $BD$  и  $ABD$  с учетом влияния ВЧ-составляющих тока дросселя фильтра на относительную величину мощности тепловыделения, обусловленную динамическими процессами. Графические зависимости величины относительных потерь  $p$  от относительных значений уровня напряжения  $u$  и проводимости нагрузки  $y$  для усилителей класса  $BD$  и  $ABD$  иллюстрируется на рисунке 5.

Расчетные данные получены для типовых значений параметров схемы канала ключевого усиления номинальной мощностью 1,2 кВА с напряжением электропитания  $E = 500$  В при частоте переключений 100 кГц аналогично исходным данным, принятым в предыдущем разделе.

Результаты анализа подтверждают существенное влияние ВЧ-составляющих тока дросселя ФНЧ на величину динамических потерь, особенно для усилителя класса  $ABD$ . Здесь в зоне  $AD$  потери энергии весьма малы и могут практически отсутствовать при уменьшении емкости  $C_d$  демпфирующей цепи. Вместе с тем следует отметить, что область режима  $AD$  с минимальными динамическими потерями энергии уменьшается с уменьшением относительной проводимости нагрузки и в номинальном режиме работы при  $y = 1$  не превышает уровня  $u = 0,3$ . При этом в наиболее энергоемком

режиме работы при  $u = 0,7 - 0,9$  относительные динамические потери достигают значительной величины 3 – 5 %, лишь немногим уступая величине потерь такого вида в усилителе класса  $BD$ . Увеличить область режима  $AD$  можно только за счет индуктивности дросселя ФНЧ, величина которой, как правило, определяется общими требованиями к фильтрации ВЧ-составляющих модулированного импульсного напряжения.

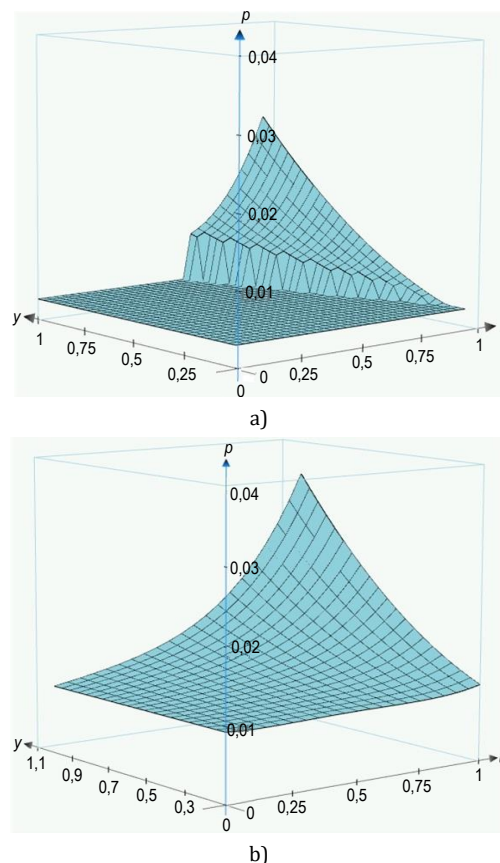


Рис. 5. Зависимость величины относительных потерь  $p$  от относительных значений уровня напряжения  $u$  и проводимости нагрузки  $y$  для усилителей класса  $BD$  (а) и  $ABD$  (б)

Fig. 5. Dependence of the Value of Relative Losses  $p$  on the Relative Values of the Voltage Level  $u$  and Load Conductivity  $y$  for Class Amplifiers  $BD$  (a) and  $ABD$  (b)

В условиях заданной результирующей индуктивности ФНЧ перспективным направлением для режима класса  $AD$  является переход к двухканальной схеме усиления класса  $ABD$  [11]. Функциональная схема двухканального усилителя класса  $ABD$  представлена на рисунке 6 и содержит двухканальный ШИП, две полумостовые схемы каналов ключевого усиления с дросселями  $L_1, L_2$  первого звена ФНЧ с блокировочной емкостью  $C_5$ , двухканальное трансформаторное согласующее устройство с дросселями  $L_3, L_4$  второго звена ФНЧ, подключенные к RC нагрузке.

Временные диаграммы сигналов, поясняющие принцип действия усилителя класса  $ABD$ , представлены на рисунке 7. Иллюстрация импульсных



напряжений  $v_1$  и  $v_2$  на выходах каналов КУМ и ток, протекающий через дроссели  $L_1$  и  $L_2$ , а также результирующий ток через дроссели  $L_3$  и  $L_4$  показаны для трех квазистатических уровней входного сигнала  $u = +u_0; 0; -u_0$ .

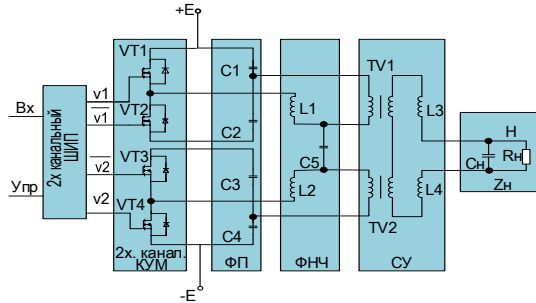


Рис. 6. Функциональная схема двухканального усилителя класса ABD

Fig. 6. Functional Diagram of a Two-Channel Class ABD Amplifier

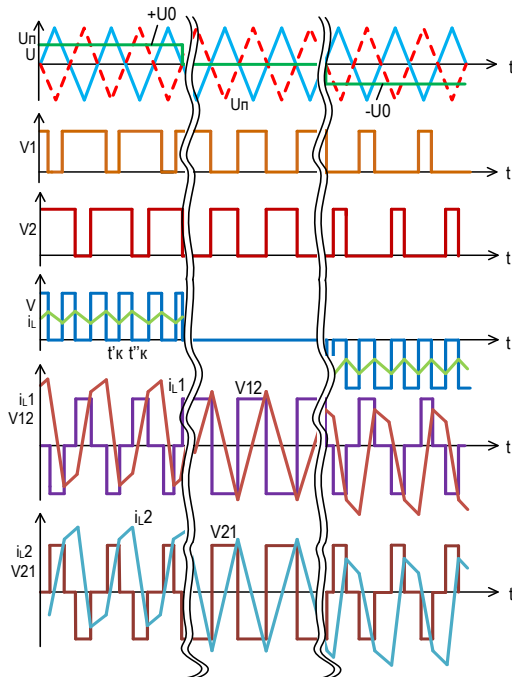


Рис. 7. Временные диаграммы сигналов, поясняющие принцип работы двухканального усилителя класса ABD

Fig. 7. Timing Diagrams of Signals Explaining the Principle of Operation of a Two-Channel Class ABD Amplifier

Особенностью реализации рассматриваемой двухканальной схемы является наличие двух звеньев индуктивной фильтрации, реализованных на дросселях  $L_1$ ,  $L_2$  и  $L_3$ ,  $L_4$ , образующих буферную индуктивность  $L_6$  фильтра  $L_6$ :

$$L_6 = L_1 + L_2; L_\phi = L_6 + (L_3 + L_4)/K_T^2, \quad (33)$$

где  $K_T$  – результирующий коэффициент трансформации по напряжению согласующего устройства.

Через буферную индуктивность в дополнение к результирующему току  $i_L$  замыкается ток между каналами ключевого усиления через блокировочную емкость  $C_5$ . При этом ВЧ-составляющие бло-

кировочного тока через дроссели  $L_1$  и  $L_2$  противофазны и определяются соответственно импульсными напряжениями  $v_{12}$  и  $v_{21}$ .

Таким образом, в токе  $i_{L1}$  и  $i_{L2}$  кроме синфазных составляющих тока  $i_L$  присутствуют противофазные составляющие, амплитуда  $I_6$  которых определяется индуктивностью  $L_6$ :

$$I_6 = (1 - u)I_{6M}, \quad (34)$$

где  $I_{6M} = Et_0/4L_6$  – максимальная амплитуда  $I_6$ , соответствующая импульсным напряжениям  $v_{12}$  и  $v_{21}$  типа меандр.

Результирующее напряжение  $v$ , приведенное к входу ФНЧ при двухканальной ШИМ, имеет удвоенную частоту переключений, причем фронт  $t'_k$  и спад  $t''_k$  импульсов формируется поочередно фронтом и спадом импульсных напряжений  $v_1$  и  $v_2$ .

Следовательно, нормированные значения тока через транзисторы каналов ключевого усиления в моменты переключений определяются из следующих соотношений:

$$\begin{cases} i(t'_k) = uy - (1 - u)TZ/4L_6 - u(1 - u)T_0Z/4L_\phi \\ i(t''_k) = uy + (1 - u)T_0Z/4L_6 + u(1 - u)T_0Z/4L_\phi \end{cases} \quad (35)$$

Из условия  $i(t'_k) = 0$  можно определить граничное значение  $u_T$ , разделяющее области режима AD и BD в двухканальном усилителе класса ABD:

$$u_T = \frac{\gamma\gamma - 1 + K_6}{2} \left[ 1 + \frac{4K_6}{(\gamma\gamma - 1 + K_6)^2} \right], \quad (36)$$

где  $K_6 = L_\phi/L_6$  – коэффициент отношения результирующей индуктивности фильтра к ее буферной составляющей.

Сопоставляя полученное соотношение с выражением (19), можно отметить эквивалентность при  $K_6 = 1$ . Вместе с тем при увеличении отношения  $L_\phi/L_6$  возрастает и граничное значение  $u_T$ , что позволяет расширить зону режима AD даже в области номинальной проводимости нагрузки  $\gamma = 1$ .

Используем выражение (35) с учетом параметров  $\gamma$  и  $K_6$  для определения аддитивного соотношения (27), применительно к каналу КУМ двухканального усилителя класса ABD для режима жестких переключений в зоне BD:

$$\begin{aligned} W_d = & \tau_B E I_M [uy - (1 - u)K_6\gamma - u(1 - u)\gamma]^2 + \\ & + E I_M [uy - (1 - u)K_6\gamma - u(1 - u)\gamma] \times \\ & \times \sqrt{C_5 E \tau_B / 2 I_M M} + L_n M I_M C_5 E / \tau_B + \\ & + t_0 [uy + (1 - u)K_6\gamma - u(1 - u)\gamma] I_M E / 2 + W_{CK}. \end{aligned} \quad (37)$$

Соответственно, относительная величина потерь тепловыделения в усилителе класса ABD в таком режиме работы определяется следующим выражением:

$$p_d = 4[uy - (1 - u)K_6\gamma - u(1 - u)\gamma]^2 \bar{\tau}_B / M + \\ + 4[uy - (1 - u)K_6\gamma - u(1 - u)\gamma] \sqrt{\bar{\gamma}_3 \tau_B / 4\pi M} + (38) \\ + M \bar{\gamma}_3 / \pi^2 \bar{\gamma}_B \bar{\tau}_B + 2t_0[uy + \gamma(1 - u)(K_6 - u)] + \bar{\gamma}_D / \pi.$$

Полученные соотношения определяют особенности динамических потерь энергии в КУМ и могут быть использованы для выбора класса усилительного устройства с учетом требований к передающей аппаратуре.

## Выводы

Кратко сформулировав итоги проведенных исследований, можно сделать следующие выводы.

Во-первых, в части динамических потерь в полупроводниковых элементах КУМ на перспективной элементной базе в современных разработках усилителей предпочтительным является использование карбид-кремниевых транзисторов [12, 13], ввиду следующих преимуществ, по сравнению с кремниевыми полевыми транзисторами:

- схема оконечного каскада на SiC-транзисторах не требует диодной развязки при наличии собственного высокочастотного обратного диода;

- в схемах с SiC-транзисторами практически отсутствует сквозной ток, связанный с обратным восстановлением диода, что уменьшает величину пиковых потерь и снижает возможность возникновения ВЧ-помех при переключениях;

- максимальная величина относительных потерь энергии в КУМ на SiC-транзисторах может быть уменьшена фактически в 2 раза (с 11 до 5 %).

Во-вторых, выбор схем усилителей классов BD и ABD необходимо производить с учетом следующих обстоятельств:

- ВЧ-составляющие тока дросселя существенно влияют на уровень динамических потерь, причем в наиболее энергоемких режимах работы их относительная величина в одноканальном усилителе класса ABD лишь немногим уступает каскаду BD (4 % потерь против 3 %);

- для увеличения зоны режима AD (зоны малых потерь) в каскаде ABD за счет изменения параметров дросселя, в условиях заданной результирующей индуктивности ФНЧ, может оказаться перспективной реализация двухканальной схемы усилителя класса ABD.

## Список источников

1. Корякин Ю.А., Смирнов С.А., Яковлев Г.В. Корабельная гидроакустическая техника. Состояние и актуальные проблемы. СПб.: Наука, 2004. 410 с.
2. Смаришев М.Д., Добровольский Ю.Ю. Гидроакустические антенны. Л.: Судостроение, 1984. 300 с.
3. Артым А.Д. Усилители класса D и ключевые генераторы в радиосвязи и радиовещании. М.: Связь, 1980. 209 с.
4. Кибакин В.М. Основы ключевых методов усиления. М.: Энергия, 1980. 232 с.
5. Кибакин В.М. Основы теории и расчета транзисторных низкочастотных усилителей мощности. М.: Радио и связь, 1988. 239 с.
6. Алексанян А.А., Бальян Р.Х., Сиверс М.А. Мощные транзисторные устройства повышенной частоты. Л.: Энергоатомиздат, 1989. 174 с.
7. Винтрих А., Николаи У., Турски В., Рейман Т., Колпаков А. IGBT и MOSFET: основные концепции и пути развития часть 2. MOSFET // Силовая электроника. 2014. № 2(47). С. 34–40. URL: <https://power-e.ru/components/igbt-mosfet-2/> (дата обращения 10.05.2022)
8. Александров В.А., Маркова Л.В., Смирнов В.А., Казаков Ю.В. Анализ результатов разработки энергетически эффективных широкополосных гидроакустических передающих устройств для звукоподводной связи // Гидроакустика. 2017. № 4(32). С. 56–64.
9. Manual TND6237/D. SiC MOSFETs: Gate Drive Optimization ON Semiconductor. Rev. 2, May – 2022. URL: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/TND6237-D.PDF> (дата обращения 10.05.2022)
10. Александров В.А., Калашников С.А., Магарова Ю.А. Усилитель класса ABD сигналов звукоподводной связи // Труды X Всероссийской конференции «Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики» (ГА-2010, Санкт-Петербург, Россия, 25–27 мая 2010). СПб.: Наука, 2010. С. 163–165.
11. Александров В.А., Майоров В.А., Полканов К.И. Двухканальный усилитель класса D. Патент на изобретение RU 2188498 C1 от 29.01.2001. Оpubл. 27.08.2002.
12. Казаков Ю.В. Результаты проектирования интегрального модуля высоковольтного усилителя мощности // Труды Всероссийской конференции «Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики» (ГА-2020, 21–25 сентября 2020). СПб.: ПОЛИТЕХ-ПРЕСС, 2020. С. 495–498.
13. Бхалла А., Рентюк В. Вы за SiC или кремний? Тенденции развития и проблемы применения SiC в приложениях. Часть 1 // Силовая электроника. 2020. № 1(82). С. 8–11. URL: [https://power-e.ru/components/sic\\_ili\\_kremnij-chast\\_1/](https://power-e.ru/components/sic_ili_kremnij-chast_1/) (дата обращения 10.05.2022)

## References

1. Koryakin Yu.A., Smirnov S.A., Yakovlev G.V. *Ship Sonar Technology. State and Current Problems*. St. Petersburg: Nauka Publ.; 2004. 410 p. (in Russ.)
2. Smaryshev M.D., Dobrovolsky Yu.Yu. *Hydroacoustic Antennas*. Leningrad: Sudostroenie Publ.; 1984. 300 p. (in Russ.)
3. Artyom A.D. *Class D Amplifiers and Switch Generators in Radiocommunications and Broadcasting*. Moscow: Communication Publ.; 1980. 209 p. (in Russ.)

4. Kibakin V.M. *The Basics of Switch Amplification Techniques*. Moscow: Energiya Publ.; 1980. 232 p. (in Russ.)
5. Kibakin V.M. *Fundamentals of the Theory and Calculation of Transistor Low-Frequency Power Amplifiers*. Moscow: Radio i svyaz Publ.; 1988. 239 p. (in Russ.)
6. Aleksanyan A.A., Balyan R.Kh., Sivers M.A. *High-Frequency High-Power Transistor Devices*. Leningrad: Energoatomizdat Publ.; 1989. 174 p. (in Russ.)
7. Vintrich A., Nicolai U., Tursky V., Reiman T., Kolpakov A. IGBT and MOSFET: Basic Concepts and Development Paths Part 2. MOSFET. *Silovaia elektronika*. 2014;2(47):34–40. (in Russ.) URL: <https://power-e.ru/components/igbt-mosfet-2/> [Accessed 10th May 2022]
8. Aleksandrov V.A., Markova L.V., Smirnov V.A., Kazakov Yu.V. Analysis of the results of the development of energy-efficient broadband hydroacoustic transmitters for underwater sound communication. *Hydroacoustics*. 2017;32(4):56–64. (in Russ.)
9. Manual TND6237/D. SiC MOSFETs: Gate Drive Optimization ON Semiconductor. Rev.2, May – 2022. URL: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/TND6237-D.PDF> [Accessed 10th May 2022]
10. Aleksandrov V.A., Kalashnikov S.A., Magarova Yu.A. The ABD Class Amplifier of Underwater Sound Communication Signals. *Proceedings of the X All-Russian Conference on Applied Technologies of Hydroacoustics and Hydrophysics, GA-2010, 25–27 May 2010, St. Petersburg, Russia*. St. Petersburg: Nauka Publ.; 2010. p.163–165. (in Russ.)
11. Aleksandrov V.A., Maiorov V.A., Polkanov K.I. *Two-Channel Class D Amplifier*. Patent RF, no. 2188498 C1, 08.27.2002. (in Russ.)
12. Kazakov Yu.V. *Results of Development of Integrated High-Voltage Switch-Mode Power*. *Proceedings of the X All-Russian Conference on Applied Technologies of Hydroacoustics and Hydrophysics, GA-2020, 21–25 September 2020*. St. Petersburg: POLITEH-PRESS Publ.; 2020. p.495–498. (in Russ.)
13. Bhalla A., Rentuk V. Are you for SiC or Silicon? Development Trends and Problems of Using SiC in Applications. Part 1. *Silovaia elektronika*. 2020;1(82):8–11. (in Russ.) URL: [https://power-e.ru/components/sic\\_ili\\_kremnij-chast\\_1](https://power-e.ru/components/sic_ili_kremnij-chast_1) [Accessed 10th May 2022]

Статья поступила в редакцию 12.05.2022; одобрена после рецензирования 05.08.2022; принята к публикации 08.08.2022.

The article was submitted 12.05.2022; approved after reviewing 05.08.2022; accepted for publication 08.08.2022.

## Информация об авторах:

**АЛЕКСАНДРОВ**  
Владимир Александрович

доктор технических наук, старший научный сотрудник, начальник научно-исследовательской лаборатории АО «Концерн «Океанприбор»  
 <https://orcid.org/0000-0002-3418-6953>

**ВОРОБЬЕВ**  
Олег Владимирович

кандидат технических наук, профессор, заведующий кафедрой радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  
 <https://orcid.org/0000-0003-3546-2929>

**КАЗАКОВ**  
Юрий Витальевич

ведущий инженер АО «Концерн «Океанприбор», аспирант кафедры конструирования и технологий электронной аппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета им. В.И. Ульянова (Ленина)  
 <https://orcid.org/0000-0003-4126-7062>

**МАРКОВА**  
Любовь Васильевна

инженер 1 категории АО «Концерн Океанприбор», аспирант кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  
 <https://orcid.org/0000-0002-3328-0219>

Научная статья

УДК 004.725.5

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-27-36



# Эффективное частотно-территориальное планирование сетей IEEE 802.11 как задача «замощения» плоской зоны покрытия регулярными структурами. Часть 2. Метод выбора частотной конфигурации и решения для малого числа каналов

Антон Сергеевич Викулов, Asv012016@gmail.com

<sup>1</sup>Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

**Аннотация:** Вопрос назначения конкретного канала точке доступа в крупных, распределенных сетях IEEE 802.11 – это сложная задача. В ряде случаев она решается автоматически контроллером сети на основе заданных настроек, а когда это невозможно, может потребовать участия человека. Кроме того, для выбора частотного плана необходимо понимать преимущества той или иной конфигурации каналов и на этапе проектирования иметь возможность оценить возникающие эффекты межканальных помех. Аналогичная проблема может возникать и при диагностике работы современных беспроводных сетей данного стандарта. В работе рассмотрены регулярные структуры «замощения» плоскости как способ описать распределенную сеть беспроводного доступа и предложен метод поиска наилучших двумерных частотных конфигураций для наиболее эффективного частотно-территориального планирования сетей IEEE 802.11 с учетом специфики использования спектра в данных сетях. Кроме того, в работе рассмотрены наиболее простые возможные решения: для трех- и четырехканальных частотных кластеров.

**Ключевые слова:** беспроводная сеть доступа, IEEE 802.11, частотный кластер, мотивная единица, «замощение» плоскости, регулярная структура, частотное планирование, частотная конфигурация

**Ссылка для цитирования:** Викулов А.С. Эффективное частотно-территориальное планирование сетей IEEE 802.11 как задача «замощения» плоской зоны покрытия регулярными структурами. Часть 2. Метод выбора частотной конфигурации и решения для малого числа каналов // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 3. С. 27–36. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-27-36

## Effective Channel Planning for IEEE 802.11 Networks as a Plane Tessellation Problem. Part 2. Method of Best Channel Configuration Selection and Solutions for a Low Number of Channels

Anton Vikulov, Asv012016@gmail.com

<sup>1</sup>The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications, St. Petersburg, 193232, Russian Federation



**Abstract:** *The assignment a particular channel to an access point in large, distributed IEEE 802.11 networks can present a complex challenge. Although the channel can be assigned automatically by the network controller in some cases based on specified settings, it may require human attention when this is not possible. In order to select a frequency plan, it is necessary to understand the advantages of a particular channel configuration and evaluate the resulting effects of adjacent-channel interference at the design stage. A similar problem may arise during WLAN troubleshooting. In this paper, we consider distributed flat wireless networks as regular structures in plane tessellation and propose a method for finding the best channel configurations for the most efficient channel planning of IEEE 802.11 networks, which take the specifics of spectrum use in these networks into account. In addition, we consider the simplest possible solutions for three- and four- channel frequency plans.*

**Keywords:** *wireless access network, IEEE 802.11, cluster, cell unit, plane tessellation, regular structure, channel planning, channel configuration*

**For citation:** Vikulov A. Effective Channel Planning for IEEE 802.11 Networks as a Plane Tessellation Problem. Part 2. Method of Best Channel Configuration Selection and Solutions for a Low Number of Channels. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(3):27–36. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-27-36

## Введение

При проектной работе над сетями IEEE 802.11 [1] вообще и дополнением стандарта IEEE 802.11ax в частности [2], разворачиваемыми по сотовому принципу, часто необходимо обосновать возможность выбора конкретных частотных планов. Это может требоваться как с позиции необходимости получения разрешения на использование соответствующих частот, так и с позиции проектного обоснования перед заказчиком достижимых значений пропускной способности для конкретных клиентских устройств. Вопросы планирования беспроводных сетей различных стандартов рассматривались в литературе, в частности, в работе [3]. Основным источником помех для сети IEEE 802.11 являются смежные (посторонние) сети того же стандарта, а также точки доступа (ТД) той же сети, работающие на близко расположенных в спектре каналах, что создает негативное влияние на целевую ТД.

Исследованию вопросов планирования [4] беспроводных локальных вычислительных сетей (БЛВС) стандарта IEEE 802.11 для различных приложений [5] были посвящены работы [6, 7]. В них в большей степени рассматривался вероятностный подход к размещению ТД на плоскости с целью расчета суммарного спектра помехи. В данной статье проблема будет рассмотрена с иных позиций.

Ранее в [8] была предложена модель, реализующая геометрический подход к решению данной задачи, заключающийся в построении структуры «замощения» (наиболее плотного заполнения) плоскости зонами покрытия ТД, включающий в себя выбор решетки «замощения» (т. е. вида трансляционной симметрии, определяемой базисом) и мотивной единицы. В данном случае будем пользоваться кристаллографическими терминами для пояснения геометрической сути предлагаемого подхода. Так, под мотивной (элементарной) единицей [9] структуры будем понимать геометрическую фигуру, представляющую собой группу зон радиопо-

крытия точек доступа, связанную с каждым из узлов решетки. В спектральном смысле мотивная единица соответствует понятию частотного кластера [10], однако акцентируя внимание на геометрии структуры «замощения». Иными словами, размножая (транслируя) мотивную единицу на каждый из узлов решетки, получаем структуру «замощения». В [11] была предложена модель межканальных помех со стороны ТД собственной сети, основывающаяся на обозначенном геометрическом подходе.

Целью данной работы является разработка метода, позволяющего выбрать наилучшую частотную конфигурацию для конкретных мотивных единиц. Т. е. поставить такое однозначное соответствие между центральной частотой канала заданного типа и номером ТД в мотивной единице, чтобы характеристики радиопокрытия всей полученной структуры были наилучшими. Рассмотрим далее этот вопрос более подробно.

## Постановка задачи

За критерий качества радиопокрытия, определяющий выбор режима модуляции и кодирования, примем отношение сигнал/шум (ОСШ) – SNR (от англ. Signal-To-Noise Ratio), измеренное на стороне каждой из ТД в одной произвольно выбранной мотивной единице. Для примера на рисунке 1 приведено «замощение» плоскости для частотного кластера размером  $M$ , в структуре с координационным числом (числом элементов на минимальном расстоянии от заданного) в плоскости  $N$ , равном 4. Красным показаны векторы трансляционной симметрии (базис)  $\mathbf{a}$ ,  $\mathbf{b}$  и целевая мотивная единица, размещенная в узле  $O$  решетки с координатами  $(0;0)$ , где  $D$  – размер сетки, принимаемой во внимание при расчетах. На рисунке 1 показана структура из 25 мотивных единиц в «замощении»; при этом 24 мотивных единицы являются результатами трансляций исходной по обеим осям решетки в диапазоне  $D \in [-2; 2]$ .

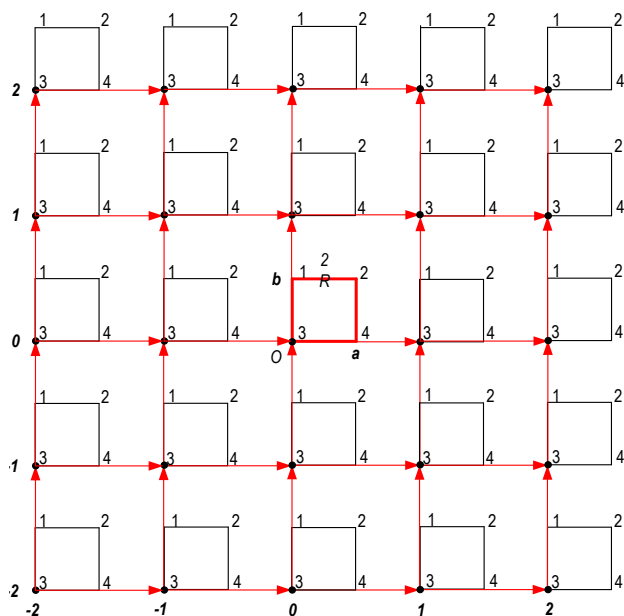


Рис.1. Пример «замощения» для  $M = 4$ ,  $N = 4$  и  $D = 2$

Fig.1. Tessellation Example for  $M = 4$ ,  $N = 4$ , and  $D = 2$

Общее число возможных частотных конфигураций в кластере равно  $M!$ . Теперь сформулируем задачу следующим образом. Необходимо для бесконечной плоскости структуры «замощения» найти такую наилучшую частотную конфигурацию, т. е. однозначное соответствие между номером ТД мотивной единицы и центральной частотой канала IEEE 802.11 заданного типа, которая отвечала бы требованиям характеристик покрытия.

Рассмотрим модель межканальных помех, предложенную в работе [11]. Перечислим требования (детально будут рассмотрены далее) к такой частотной конфигурации мотивной единицы с позиции значения ОСШ:

- среднее ОСШ для всех ТД должно быть максимальным;
- должно выполняться максиминное условие для ОСШ;
- третье по величине ОСШ должно быть максимальным; такое условие является актуальным в случае равномерного размещения каналов на непрерывном участке спектра;
- минимальное ОСШ должно быть не ниже допустимого.

Сделаем следующие допущения. Во-первых, зона покрытия представляет собой бесконечную плоскость (именно рассмотрение бесконечной плоскости дает возможность сравнивать различные решения задачи поиска наилучшей частотной конфигурации). Во-вторых, зона покрытия, формируемая каждой из ТД, представляет собой круг радиуса  $R$ . В-третьих, расстояние между двумя любыми ближайшими точками доступа равно  $2R$ . В-четвертых, в частотном плане используются каналы одного типа, например, HE20. В-пятых, вероятность занятости  $Q$  всех каналов одинакова. И в-шестых, при

построении суммарного спектра межканальных помех будем учитывать влияние суммарного спектра помех от прочих точек доступа на стороне рассматриваемой ТД.

Зададимся целью построить метод выбора наилучшей частотной конфигурации из всех теоретически возможных.

### Метод выбора наилучшей частотной конфигурации

Если размер частотного кластера равен  $M$ , то в мотивной единице «замощения» плоскости будет  $M$  точек доступа, работающих каждая на своем канале. Тогда число возможных частотных конфигураций будет  $M!$ , т. е. число возможных конфигураций определяется возможными перестановками из  $M$ . Поставим каждой ТД в соответствие некоторую центральную частоту канала наперед заданного типа.

Зададим матрицу-вектор  $F$ , содержащую центральные частоты каналов, заданные условиями задачи:

$$F = (F_1 \ F_2 \ \dots \ F_M) \quad (\text{МГц}). \quad (1)$$

Матрица возможных частотных конфигураций  $H$  будет содержать все возможные перестановки вектора  $F$ :

$$H = \begin{pmatrix} F_{1,1} & F_{1,2} & \dots & F_{1,M!} \\ F_{2,1} & F_{2,2} & \dots & F_{2,M!} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ F_{M,1} & F_{M,2} & \dots & F_{M,M!} \end{pmatrix} \quad (\text{МГц}), \quad (2)$$

т. е. каждая возможная частотная конфигурация из их общего числа  $M!$  для мотивной единицы будет однозначно задаваться столбцом матрицы  $H$ .

Предлагаемый метод выбора частот можно описать пошагово.

#### Шаг 1. Формирование исходных данных.

На первом шаге определяются конкретные количественные значения исходных переменных и вид структуры «замощения».

Исходными данными в решаемой задаче являются:

- радиус  $R$  (м) зоны покрытия, формируемой точкой доступа БЛВС; примем его равным 10;
- модель затухания сигнала  $L(f,d)$ , определяющая затухание распространяемого сигнала  $L$  (дБ) как функцию от частоты сигнала  $f$  (МГц) и расстояния до источника  $d$  (м);
- тип решетки и ее базис;
- мотивная единица структуры;
- координационное число структуры  $N$ ;
- размер частотного кластера  $M$ , равный числу ТД в мотивной единице;
- матрица-вектор  $F$ , содержащая центральные частоты каналов, используемых в частотном плане;
- тип каналов, используемых в частотном плане;

- матрица  $H$  возможных частотных конфигураций;
- вероятность занятости канала  $Q$ ;
- фоновый шум  $NF$  (аббр. от англ. Noise Floor); примем его постоянным и равным  $-90$  дБм;
- требуемый уровень приема сигнала  $P_T$ ;
- мощность передачи радиомодулей всех ТД в рассматриваемом диапазоне.

#### Шаг 2. Расчет матрицы возможных решений.

Матрица  $SNR_{n,m}$  (где  $n$  – номер вершины;  $m$  – номер решения), содержащая множество значений ОСШ, рассчитывается согласно модели, предложенной в работе [11]. Расчет выполняется для всех возможных частотных конфигураций мотивной единицы заданной структуры и размера для нескольких различных размеров сетки  $D$ .

При этом сами значения  $SNR$  рассчитываются согласно формуле:

$$SNR_{n,m} = 10 \log_{10} \frac{\int_{F_T-A}^{F_T+A} S_{Tw}(f) df}{\int_{F_T-A}^{F_T+A} W_{Iw}(f) df} \quad (\text{дБ}), \quad (3)$$

где  $F_T$  – центральная частота сигнала (МГц);  $A$  – полуширина участка спектральной маски сигнала (МГц).

При этом размер матрицы определяется следующими диапазонами значения индексов  $n \in [1, M]$ ,  $m \in [1, M!]$ .

В формуле (3) суммарный спектр всех межканальных помех  $W_{Iw}$  от ячеек той же БЛВС рассчитывается согласно:

$$W_{Iw}(f) = NF + Q \sum_{i=-D}^D \sum_{j=-D}^D \sum_{k=1}^M US_{Iw}(H_{k,m}, d_{i,j}(n), f) \quad (4)$$

$$\text{при } U = \begin{cases} 1, & k \neq n \\ 0, & k = n \end{cases}$$

где  $U$  – функция-индикатор межканальных помех;  $NF$  – фоновый шум (мВт);  $Q$  – вероятность занятости частотного канала;  $i, j$  – первая и вторая координаты в системе трансляционной симметрии (см. рисунок 1);  $D$  – размер сетки;  $S_{Iw}$  – спектральная маска канала заданного типа;  $H_{n,m}$  – матрица возможных  $m \in [0, M!]$  частотных конфигураций для заданной мотивной единицы, содержащей  $n$  ТД.

Спектральная маска сигнала задается согласно:

$$S_{Tw}(f) = 10^{\frac{P_T + S(f-F_T)}{10}} \quad (\text{мВт}), \quad (5)$$

где  $P_T = -60$  дБм.

Маска канала-помехи задается согласно:

$$S_{Iw}(f) = 10^{\frac{P_{\text{rad}} + G_t + S(f-F_I) - L(d)}{10}} \quad (\text{мВт}), \quad (6)$$

где  $F_I$  – центральная частота канала-помехи (МГц);  $P_{\text{rad}}$  – уровень мощности излучения источника сигнала на выходе радиомодуля, создающего помеху

(дБм);  $G_t$  – коэффициент усиления передающей антенны ТД (дБ);  $L(d)$  – затухание помехи в зависимости от расстояния  $d$  до источника (дБ).

Отметим, что выбор конкретной модели затухания [12–16] не определяет качественный выбор лучшей частотной конфигурации, а влияет лишь на количественные характеристики.

#### Шаг 3. Построение вариационного ряда решений.

Вариационный ряд с целью выбора наилучшего решения строится с двойной сортировкой по возрастанию – в первую очередь по среднему отношению сигнал/шум:  $\langle SNR_{n,m} \rangle$ , и во вторую – по минимальному:  $\min(SNR_{n,m})$ , и, таким образом, содержит два значения для каждого решения.

#### Шаг 4. Поиск оптимального решения (группы решений).

На данном шаге, имея  $M!$  наборов частотных конфигураций, необходимо среди найденных решений выделить такое решение  $m$  (или группы решений), в случае выбора которых выполнялись бы условия оптимальности.

С учетом ранее названных требований сформируем задачу поиска наилучшей частотной конфигурации следующим образом. В рамках мотивной единицы такая частотная конфигурация ТД должна удовлетворять следующим условиям:

$$\begin{aligned} & \max\langle SNR_{n,m} \rangle; \max\min(SNR_{n,m}); \max\langle SNR_{3,m} \rangle; \\ & \min\langle SNR_{n,m} \rangle > 25 \text{ дБ}. \end{aligned}$$

Первое условие требует максимизации среднего значения  $SNR_{n,m}$  среди всех возможных  $m$ . Это необходимо для обеспечения наилучшего в среднем ОСШ для всех ТД в мотивной единице и как следствие – лучших скоростей передачи на более высоких MCS.

Второе условие требует отсутствия ТД, «проваляющихся» по значению ОСШ в мотивной единице, т.е. минимальное ОСШ в мотивной единице должно быть максимальным среди всех возможных решений. Это необходимо для исключения из числа наилучших решений случаев, при которых теоретически возможно относительно высокое среднее значение ОСШ при низком (возможно на одной лишь ТД) минимальном ОСШ.

Третье условие является опциональным и связано с особенностями размещения каналов в спектре. В любой из рассматриваемых задач два канала, располагающиеся на краях спектра, будут иметь преимущества по сравнению с прочими ввиду того, что для них помехи будут в спектральном смысле «односторонними». Потому канал с третьим по величине значением ОСШ будет одним из определяющих в каждой частотной конфигурации. Обозначим ОСШ такой ТД как  $SNR_{3,m}$ . Его в некотором смысле можно считать «лучшим» каналом конфигурации, поскольку качество его работы будет в

большей степени определяться именно геометрией мотивной единицы и частотной конфигурацией, а не фактом размещения на краю рассматриваемого участка спектра.

Четвертое условие является опциональным и может накладывать нижнюю границу на ОСШ ТД мотивной единицы, поскольку при решении конкретных проектных задач это условие обычно фигурирует в явном виде. В данном случае значение приведено для примера, а конкретное – может зависеть от условий проектной задачи.

**Шаг 5.** Экстраполяция решения на  $D \rightarrow \infty$ .

Поскольку значение среднего ОСШ рассчитывается для ряда конечных значений размера сетки  $D$ , а расчет для больших  $D$  затруднителен ввиду большой вычислительной сложности, представляется удобным применить следующий подход. Значение  $\max\langle \text{SNR}_{n,m} \rangle$  при больших  $D$  будет иметь предел, связанный с тем фактом, что число мотивных единиц, влияние которых на целевую ТД исследуется в решении, столь велико для рассматриваемой геометрии, что становится неотличимо от бесконечности. В то же время дальнейшее увеличение  $D$  не несет существенного влияния на результат ввиду большого расстояния до помехи.

В таком случае средним значением ОСШ из шага 1 для случая бесконечной плоскости является:

$$\langle \text{SNR}_{n,m} \rangle_{\infty} = \lim_{D \rightarrow \infty} (\max\langle \text{SNR}_{n,m} \rangle) \text{ (дБ)}. \quad (7)$$

Для нахождения такого предела, исходя из рассчитанных значений ОСШ для найденных решений, удобно использовать следующую аппроксимирующую функцию:

$$\max\langle \text{SNR}_{n,m} \rangle = z_1 \cdot e^{-(D-z_2)} + \langle \text{SNR}_{n,m} \rangle_{\infty} \text{ (дБ)}, \quad (8)$$

где  $z_1$  и  $z_2$  – некоторые коэффициенты, подбираемые методом наименьших квадратов.

Из формулы видно, что график функции (8) асимптотически приближается к значению  $\langle \text{SNR}_{n,m} \rangle_{\infty}$  при больших  $D$ . Это важно, поскольку в дальнейшей работе будет показано, что не все случаи актуальные для практики допускают приемлемое время вычисления для достаточно больших  $D$ .

Аналогичным образом экстраполируем значение  $\min(\text{SNR}_n)$  для лучшего решения. Отметим, что решения для больших  $D$ , отвечающие большому размеру «замощаемой» плоскости, являются геометрическим упрощением, поскольку на практике на таких расстояниях начинает влиять земная поверхность, занятость первой зоны Френеля и, как следствие, высота установки ТД. Так, например, для  $D = 100$ , при  $M = 3$  и  $N = 3$ , при  $R = 10$  м линейный размер общего «замощаемого» пространства составит порядка 3,5 км, что в несколько раз превышает практическую дальность работы ТД IEEE 802.11.

Тем не менее, именно на больших  $D$  будут наиболее отчетливо видны различия в характеристиках выбранных частотных конфигураций.

Теперь рассмотрим конкретные решения на примере случаев с малыми  $M$ , встречающимися на практике. К таковым относятся возможные конфигурации с размером частотного кластера  $M = 3$  и  $M = 4$ . Соответствующие им структуры «замощения» были ранее предложены в работе [9]. Такие размеры кластера нередко встречаются при частотном планировании в диапазоне 2,4 ГГц и отличаются отсутствием выраженной наилучшей частотной конфигурации. Проверим расчетами данное утверждение.

### Расчеты для малого числа каналов. Случай $M = 3$

Примем целевое ОСШ для всех случаев, рассмотренных ниже за 30 дБ (при уровне приема –60 дБм и шумовом пороге –90 дБм). Отклонения в меньшую сторону от указанного значения будут определяться выбранной частотной конфигурацией решения и геометрией мотивной единицы.

Итак, «замощение» для  $M = 3$ ,  $N = 6$  приведено на рисунке 2.

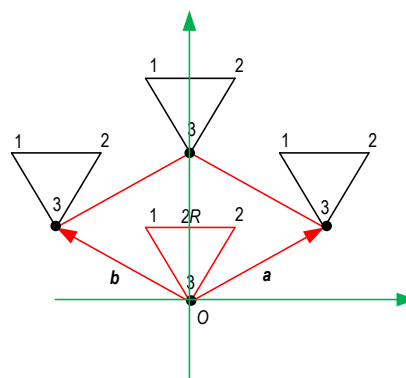


Рис. 2. Трансляционная симметрия и мотивная единица для случая  $M = 3$ ,  $N = 6$

Fig. 2. Translation Symmetry and Cell Unit for  $M = 3$ ,  $N = 6$

Для  $M = 3$  рассмотрим один частотный план для диапазона 2,4 ГГц с тремя каналами HE20: 1, 6, 11. Матрица-вектор  $F$  центральных частот каналов (1) в данном случае будет иметь вид:

$$F = (2412 \quad 2437 \quad 2462).$$

Матрица  $H$  возможных решений (2) для  $M = 3$  имеет вид:

$$H = \begin{pmatrix} 2412 & 2437 & 2437 & 2462 & 2462 & 2412 \\ 2437 & 2412 & 2462 & 2412 & 2412 & 2462 \\ 2462 & 2462 & 2412 & 2437 & 2437 & 2437 \end{pmatrix}.$$

В результате расчетов для модели затухания сигналов-помех ITU-R P.1238 была выполнена аппроксимация зависимости  $\langle \text{SNR}_{n,m} \rangle(D)$  для экстраполяции и нахождения предела функции (8) при  $D \rightarrow \infty$ . Графики для  $M = 3$  приведены на рисунке 3.



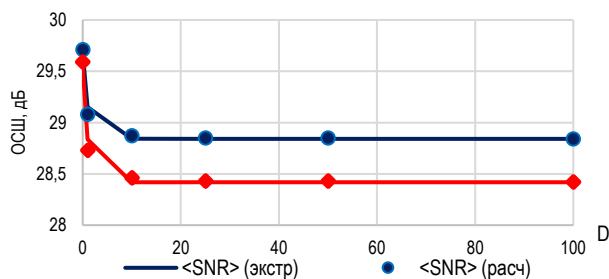


Рис. 3. Аппроксимация  $\langle \text{SNR}_{n,m} \rangle_{\infty}$  и  $\min(\text{SNR})$   $M = 3, N = 6$   
 Fig. 3. Approximation of  $\langle \text{SNR}_{n,m} \rangle_{\infty}$  and  $\min(\text{SNR})$  for  $M = 3, N = 6$

ТАБЛИЦА 1. Результаты расчетов для  $M = 3, Q = 0,1$  для двух моделей затухания ITU-R P.525 / ITU-R P.1238

TABLE 1. Calculated Solutions for  $M = 3, Q = 0,1$  for ITU-R P.525 / ITU-R P.1238 Attenuation Models

| $M$ | $N$ | $D$      | $Q$ | Частотный план | $\langle \text{SNR} \rangle$ , дБ | Min(SNR), дБ  | СКО $\langle \text{SNR} \rangle$ , дБ |
|-----|-----|----------|-----|----------------|-----------------------------------|---------------|---------------------------------------|
| 3   | 6   | 0        | 0,1 | 1, 6, 11       | 26,51 / 29,71                     | 25,53 / 29,59 | 0 / 0                                 |
|     |     | 1        |     |                | 22,29 / 29,08                     | 20,86 / 28,73 | 0,017 / 0,003                         |
|     |     | 10       |     |                | 19,29 / 28,87                     | 17,71 / 28,46 | 0 / 0                                 |
|     |     | 25       |     |                | 18,42 / 28,85                     | 16,82 / 28,43 | 0 / 0                                 |
|     |     | 50       |     |                | 17,86 / 28,85                     | 16,24 / 28,43 | 0 / 0                                 |
|     |     | 100      |     |                | 17,35 / 28,84                     | 15,72 / 28,42 | 0 / 0                                 |
|     |     | $\infty$ |     |                | – / 28,84                         | – / 28,42     |                                       |

ТАБЛИЦА 2. Решения  $\text{SNR}_{n,m}$  при  $D = 100$ ,  
 ITU-R P.525 / ITU-R P.1238

TABLE 2. Solutions for  $D = 100$   
 for ITU-R P.525 / ITU-R P.1238 Attenuation Model

| Номер решения | Вершина       |               |               |
|---------------|---------------|---------------|---------------|
|               | 1             | 2             | 3             |
| 1             | 18,17 / 29,06 | 15,72 / 28,42 | 18,16 / 29,06 |
| 2             | 15,72 / 28,42 | 18,17 / 29,06 | 18,16 / 29,06 |
| 3             | 15,72 / 28,42 | 18,16 / 29,06 | 18,17 / 29,06 |
| 4             | 18,16 / 29,06 | 15,72 / 28,42 | 18,17 / 29,06 |
| 5             | 18,16 / 29,06 | 18,17 / 29,06 | 15,72 / 28,42 |
| 6             | 18,17 / 29,06 | 18,16 / 29,06 | 15,72 / 28,42 |

Покажем все возможные решения для двух моделей затухания  $L$  сигнала-помехи ITU-R P.525 и ITU-R P.1238. Они приведены в таблице 2.

Хорошо видно, что вариационный ряд решений строить не нужно ввиду того, что все они идентичны. При этом можно отметить, что:

- выбор наилучшего решения невозможен;
- значения ОСШ для вершин, работающих на ISM канале № 6 (2437 МГц), ниже примерно на 2,4 дБ (для ITU-R P.525) и на 1,6 дБ (для ITU-R P.1238) ввиду его центрального размещения в полосе спектра и большей подверженности межканальным помехам;
- для модели затухания ITU-R P.525 при размере сетки, равной 100, данные решения соответствуют минимальному ОСШ, равному 15,72 дБ, и среднему ОСШ – 17,35 дБ;
- в выбранных условиях, для модели затухания ITU-R P.1238 при размере сетки, равной 100, данные решения соответствуют минимальному ОСШ,

Отметим, что график для модели ITU-R P.525 является бесконечно убывающим, и при этом горизонтальная асимптота отсутствует. В таблице 1 приведены результаты расчетов для трехканальных решений с экстраполяцией на  $D \rightarrow \infty$  для двух моделей затухания помех.

Отметим, что для каждой строки таблицы, т. е. для каждого обсчитываемого случая все возможные решения эквивалентны. Среднеквадратичное отклонение (СКО) для  $\langle \text{SNR}_{n,m} \rangle$  при этом равно нулю для всех достаточно больших  $D$ .

равному 28,84 дБ, и среднему ОСШ – 28,42 дБ; видно, что решение при больших  $D$  имеет явно выраженный предел.

#### Расчеты для малого числа каналов. Случай $M = 4$

Теперь рассмотрим случай частотных конфигураций с четырьмя каналами. Целевое ОСШ здесь также примем равным 30 дБ (при уровне приема равном –60 дБм и шумовом пороге равном –90 дБм). Отклонения в меньшую сторону от значения ОСШ 30 дБ будут определяться частотной конфигурацией и геометрией решения.

«Замоещение» для  $M = 4, N = 4$  и для  $M = 4, N = 6$  приведены на рисунке 4.

Будем указывать номера каналов согласно стандарту [1]. Среди рассматриваемых частотных планов для  $M = 4$  рассмотрим следующие:

- 2,4 ГГц с четырьмя каналами HE20: 1, 4, 8, 11;
- 2,4 ГГц с четырьмя каналами HE20: 1, 5, 9, 13;
- 5 ГГц с четырьмя агрегированными каналами HE40: 36+40, 44+48, 52+56, 60+64.

Данные три частотных плана рассмотрим для двух моделей затухания помех.

Матрица-вектор  $F$  для  $M = 4$  для случая частотного плана с каналами 1, 5, 9 и 13 будет соответственно иметь вид:

$$F = (2412 \quad 2432 \quad 2452 \quad 2472).$$

Аналогично  $F$  для частотного плана с каналами 1, 4, 8 и 11:

$$F = (2412 \quad 2427 \quad 2447 \quad 2462).$$

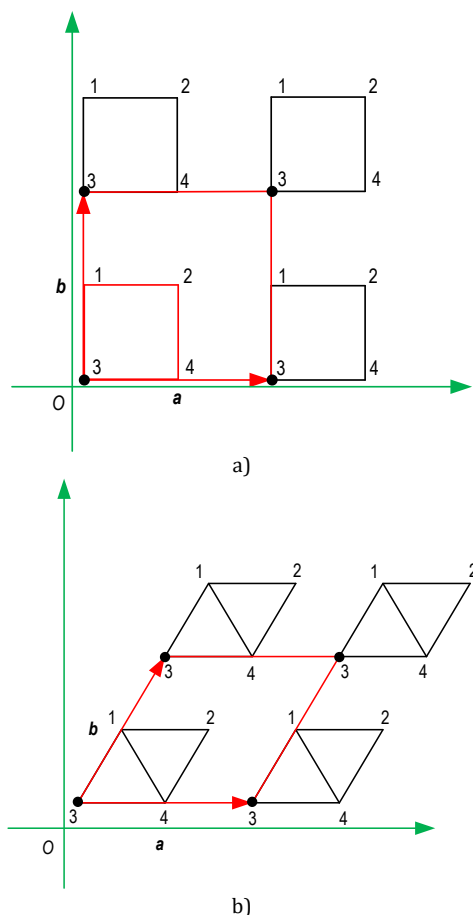


Рис. 4. Трансляционная симметрия и мотивная единица для случаев: а)  $M = 4, N = 6$ ; б)  $M = 4, N = 4$

Fig. 4. Translation Symmetry and Cell Unit for  $M = 4, N = 6$  (a) and  $M = 4, N = 4$  (b)

$F$  для частотного плана с каналами 36+40, 44+48, 52+56 и 60+64:

$$F = (5190 \ 5230 \ 5270 \ 5310).$$

Последний частотный план диапазона 5 ГГц для удобства условно обозначим как «5 GHz».

Соответствующие указанным частотным планам матрицы  $H$  строятся аналогично случаю с тремя каналами. Здесь их приводить не будем из соображений наглядности, ввиду их большого размера ( $4 \times 24$ ).

По итогам расчета выполним поиск решения для бесконечной плоскости.

Для модели с прямой видимостью (ITU-R P.525), ввиду заметно более слабой зависимости величины затухания сигнала от расстояния, при аппроксимации горизонтальную асимптоту найти не удастся. В результате расчетов была выполнена аппроксимация зависимости  $\langle \text{SNR}_{n,m} \rangle(D)$  для нахождения предела функции при  $D \rightarrow \infty$  в случае ITU-R P.1238. Соответствующие графики для  $M = 4$  приведены на рисунке 5.

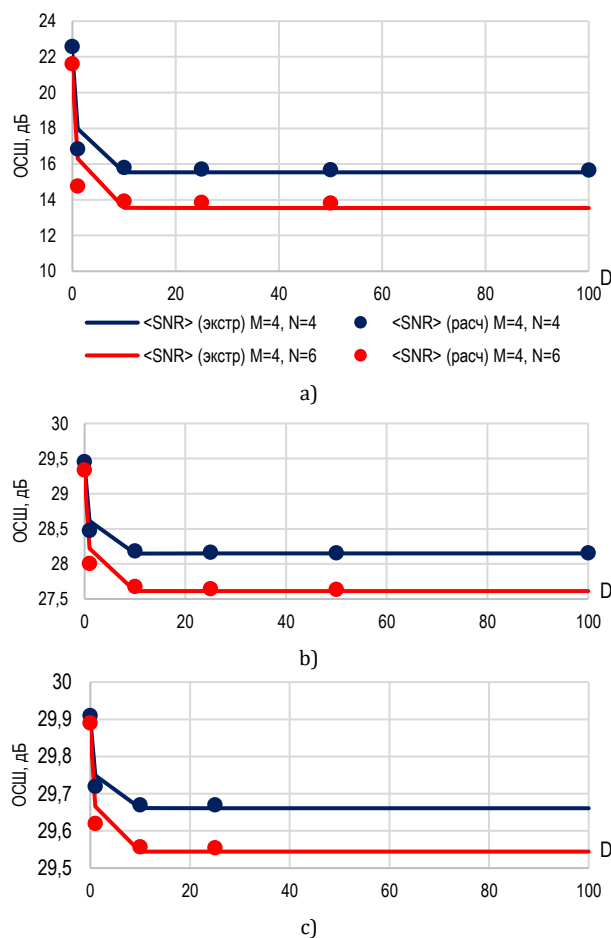


Рис. 5. Аппроксимация  $\langle \text{SNR}_{n,m} \rangle_\infty$  для двух «замощений» и частотных планов: а) 1, 4, 8, 11; б) 1, 5, 9, 13; в) 5G

Fig. 5. Approximation of  $\langle \text{SNR}_{n,m} \rangle_\infty$  for Two Tessellations with Channel Plans: a) 1, 4, 8, 11; b) 1, 5, 9, 13; c) 5G

Особо отметим, что все решения, приведенные на графиках 5b и 5c, равноценны.

В таблице 3 приведены результаты расчетов для четырехканальных решений с экстраполяцией на  $D \rightarrow \infty$  с моделями затухания  $L$  согласно ITU-R P.525 и ITU-R P.1238. Из данных расчетов видно, что с увеличением  $D$  снижается СКО расчетных значений, т.е. растет точность вычислений предложенным методом. Можно сделать выводы, аналогичные таблице 1.

Интересно отметить, что по сравнению с частотным планом 1, 5, 9, 13, где все решения эквивалентны, в частотном плане 1, 4, 8, 11 есть группа наилучших решений. Это связано с неравномерным расположением каналов в спектре друг относительно друга. Так, центральные частоты каналов 1 и 4, а также 8 и 11 попарно расположены ближе друг к другу (на 5 МГц) по сравнению с парой каналов 4 и 8. На рисунке 6 приведены примеры лучших (одной из 8) и худших (одной из 24, в скобках) конфигураций. При этом числа при вершинах соответствуют номерам частотных каналов.

ТАБЛИЦА 3. Результаты расчетов для  $M = 4$ ,  $Q = 0,1$  и модели затухания ITU-R P.525/ITU-R P.1238TABLE 3. Calculated Solutions for  $M = 4$ ,  $Q = 0,1$  for ITU-R P.525 / ITU-R P.1238 Attenuation Model

| $M$ | $N$ | $D$      | Частотный план | $\langle \text{SNR} \rangle$ , дБ | Min(SNR), дБ  | СКО $\langle \text{SNR} \rangle$ , дБ |
|-----|-----|----------|----------------|-----------------------------------|---------------|---------------------------------------|
| 4   | 4   | 0        | 1, 5, 9, 13    | 24,42 / 29,46                     | 22,88 / 29,19 | 0,587 / 0,142                         |
|     |     | 1        |                | 19,38 / 28,48                     | 17,88 / 27,94 | 0,248 / 0,156                         |
|     |     | 10       |                | 16,20 / 28,19                     | 14,75 / 27,60 | 0,111 / 0,142                         |
|     |     | 25       |                | 15,30 / 28,17                     | 13,85 / 27,57 | 0,090 / 0,141                         |
|     |     | 50       |                | 14,71 / 28,16                     | 13,26 / 27,56 | 0,079 / 0,141                         |
|     |     | 100      |                | 14,19 / 28,16                     | 12,74 / 27,56 | 0,071 / 0,141                         |
|     |     | $\infty$ |                | - / 28,15                         | - / 27,55     | - / -                                 |
| 4   | 4   | 0        | 1, 4, 8, 11    | - / 22,58                         | - / 22,45     | - / 1,887                             |
|     |     | 1        |                | < 3 / 16,84                       | < 3 / 16,72   | - / 0,895                             |
|     |     | 10       |                | - / 15,80                         | - / 15,68     | - / 0,714                             |
|     |     | 25       |                | - / 15,71                         | - / 15,60     | - / 0,702                             |
|     |     | 50       |                | - / 15,69                         | - / 15,57     | - / 0,698                             |
|     |     | 100      |                | - / 15,67                         | - / 15,55     | - / 0,696                             |
|     |     | $\infty$ |                | - / 15,53                         | - / 15,42     | - / -                                 |
| 4   | 4   | 0        | 5G             | 28,00 / 29,91                     | 27,26 / 29,86 | 0,286 / 0,025                         |
|     |     | 1        |                | 24,84 / 29,72                     | 23,73 / 29,62 | 0,178 / 0,033                         |
|     |     | 10       |                | 22,27 / 29,67                     | 21,04 / 29,55 | 0,091 / 0,032                         |
|     |     | 25       |                | 21,48 / 29,67                     | 20,22 / 29,54 | 0,076 / 0,032                         |
|     |     | 50       |                | 20,95 / -                         | 19,68 / -     | 0,068 / -                             |
|     |     | 100      |                | 20,49 / -                         | 19,20 / -     | 0,061 / -                             |
|     |     | $\infty$ |                | - / 29,66                         | - / 29,53     | - / -                                 |
| 4   | 6   | 0        | 1, 5, 9, 13    | 24,02 / 29,34                     | 21,90 / 28,86 | 0,467 / 0,108                         |
|     |     | 1        |                | 18,60 / 28,01                     | 17,28 / 27,49 | 0,029 / 0,007                         |
|     |     | 10       |                | 15,50 / 27,68                     | 14,12 / 27,10 | 0 / 0                                 |
|     |     | 25       |                | 14,61 / 27,65                     | 13,22 / 27,06 | 0 / 0                                 |
|     |     | 50       |                | 14,03 / 27,64                     | 12,64 / 27,06 | 0 / 0                                 |
|     |     | 100      |                | 13,51 / -                         | 12,12 / -     | 0 / -                                 |
|     |     | $\infty$ |                | - / 27,61                         | - / 27,03     | - / -                                 |
| 4   | 6   | 0        | 1, 4, 8, 11    | - / 21,61                         | - / 18,71     | - / 1,420                             |
|     |     | 1        |                | < 3 / 14,77                       | < 3 / 14,64   | - / 0,030                             |
|     |     | 10       |                | - / 13,92                         | - / 13,81     | - / 0                                 |
|     |     | 25       |                | - / 13,85                         | - / 13,74     | - / 0                                 |
|     |     | 50       |                | - / 13,82                         | - / 13,72     | - / 0                                 |
|     |     | $\infty$ |                | - / 13,54                         | - / 13,60     | - / -                                 |
| 4   | 6   | 0        | 5G             | 27,78 / 29,89                     | 26,67 / 29,80 | 0,229 / 0,019                         |
|     |     | 1        |                | 24,26 / 29,62                     | 23,24 / 29,51 | 0,022 / 0                             |
|     |     | 10       |                | 21,66 / 29,55                     | 20,47 / 29,42 | 0 / 0                                 |
|     |     | 25       |                | 20,87 / 29,55                     | 19,64 / 29,41 | 0 / 0                                 |
|     |     | 50       |                | 20,34 / 29,55                     | 19,10 / 29,41 | 0 / 0                                 |
|     |     | 100      |                | 19,87 / -                         | 18,61 / -     | 0 / -                                 |
|     |     | $\infty$ |                | - / 29,54                         | - / 29,40     | - / -                                 |

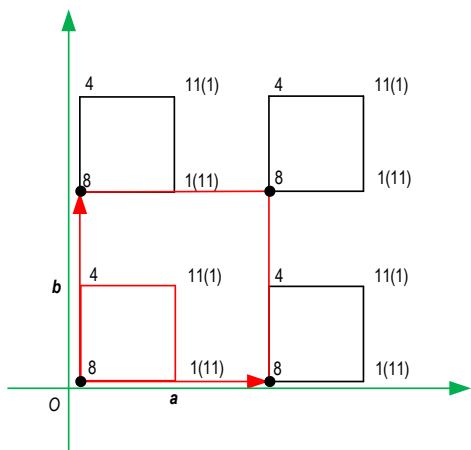


Рис. 6. Примеры лучших (худших) конфигураций для плана 1, 4, 8, 11 при  $N = 4$

Fig. 6. Best (Worst) Channel Configurations Examples for  $N=4$  with Channel Plan 1, 4, 8, 11

### Промежуточные выводы и перспективы дальнейших исследований

Во-первых, на основе модели межканальных помех в регулярных структурах предложен метод частотно-территориального планирования сети IEEE 802.11, позволяющий выделить наилучшую с точки зрения ОСИ частотную конфигурацию и, как следствие, достаточно точно количественно оценить возможности выбранного частотного плана.

Во-вторых, выполнены расчеты для трех- и четырехканальных частотных планов с целью проверки возможности выбора наилучшей конфигурации для заданных мотивных единиц в структуре «замощения» плоскости. Получены оценки значений отношения сигнал/шум в ряде применимых на практике сценариев.

В-третьих, расчеты для трех и четырех каналов дают ожидаемый результат отсутствия наилучшего решения, кроме частотного плана 1, 4, 8, 11 при координационном числе структуры  $N = 4$ . Все возможные плоские решения для прочих случаев ожидаемо равноценны, что подтверждает работоспособность выбранной модели и метода и позволяет применять предложенный подход для поиска наилучших решений в более сложных случаях при большем числе каналов в частотном кластере.

В-четвертых, в случаях, где возможно определить наилучшую частотную конфигурацию, решение (группа решений) не зависит от модели затухания сигнала.

В-пятых, расчеты приведены для относительно невысокой вероятности занятости канала ( $Q = 0,1$ ), однако в дальнейшей работе будет показано влияние значения  $Q$  на параметры решения.

В развитие данной работы будет выполнен расчет и анализ частотных планов с большим числом возможных каналов.

### Список источников

1. Institute of Electrical and Electronics Engineers. 802.11-2020. IEEE Standard for Information Technology. Telecommunications and Information Exchange between Systems. Local and Metropolitan Area Networks. Specific Requirements. Part 11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. IEEE, 2021. 4379 p. DOI:10.1109/IEEESTD.2021.9363693
2. Institute of Electrical and Electronics Engineers. 802.11ax-2021. IEEE Standard for Information Technology. Telecommunications and Information Exchange between Systems Local and Metropolitan Area Networks. Specific Requirements. Part 11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 1: Enhancements for High-Efficiency WLAN. IEEE, 2021. 767 p. DOI:10.1109/IEEESTD.2021.9442429
3. Вишневский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. М.: Техносфера, 2005. 592 с.
4. Дунайцев Р.А., Короткин К.Ф. Радиообследование и радиопланирование беспроводных локальных сетей Wi-Fi // VI-я Международная научно-техническая и научно-методическая конференция «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании» (АПИНО 2017, Санкт-Петербург, Россия, 01–02 марта 2017 г.): сборник статей. СПб.: СПбГУТ, 2017. С. 270–274.
5. Динь Ч.З., Киричек Р.В., Кучерявый А.Е., Маколкина М.А. Экспериментальное исследование передачи мультимедиа контента для приложений дополненной реальности на базе беспроводной сенсорной сети // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 2. С. 76–87. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-2-76-87
6. Викулов А.С. Модель межканальной интерференции в сетях IEEE 802.11 в задаче оценки пропускной способности // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2019. № 1(33). С. 36–45.
7. Тонких Е.В., Парамонов А.И., Кучерявый А.Е. Планирование структуры сети интернета вещей с использованием фракталов // Электросвязь. 2021. № 4. С. 55–62. DOI:10.34832/ELSV.2021.17.4.007
8. Викулов А.С., Парамонов А.И. Построение типовых структур для замощения плоскости в задаче частотно-территориального планирования сетей IEEE 802.11 // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2021. № 2(42). С. 17–28.
9. Греков Ф.Ф., Рябенко Г.Б., Смирнов Ю.П. Кристаллохимия. Структурная кристаллография. СПб.: Изд-во Политех. ун-та, 2006. 106 с.
10. Федорцов С.П., Цыбаков Б.С. Распределение каналов в сотовой сети // Проблемы передачи информации. 1996. Т. 32. № 1. С. 91–99.



11. Викулов А.С. Эффективное частотно-территориальное планирование сетей IEEE 802.11 как задача «замощения» плоской зоны покрытия регулярными структурами. Часть 1. Модель межканальных помех // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2. С. 29–36. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-29-36
12. Рекомендация МСЭ-R P.525-2 (1994) Расчет ослабления в свободном пространстве. (1978-1982-1994).
13. Рекомендация МСЭ-R P.1238-8 (2016) Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования для планирования систем радиосвязи внутри помещений и локальных зонных радиосетей в частотном диапазоне 300 МГц – 100 ГГц. Серия Р. Распространение радиоволн.
14. Рекомендация МСЭ-R P.676-6 (2005) Затухание в атмосферных газах.
15. Рекомендация МСЭ-R P.530-12 (2007) Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования, требующиеся для проектирования наземных систем прямой видимости.
16. Рекомендация МСЭ-R P.833-9 (2016) Ослабление сигналов растительностью.

## References

1. Institute of Electrical and Electronics Engineers. 802.11-2020. *IEEE Standard for Information Technology. Telecommunications and Information Exchange between Systems. Local and Metropolitan Area Networks. Specific Requirements. Part 11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*. IEEE; 2021. DOI:10.1109/IEEESTD.2021.9363693
2. Institute of Electrical and Electronics Engineers. 802.11ax-2021. *IEEE Standard for Information Technology. Telecommunications and Information Exchange between Systems Local and Metropolitan Area Networks. Specific Requirements. Part 11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 1: Enhancements for High-Efficiency WLAN*. IEEE; 2021. DOI:10.1109/IEEESTD.2021.9442429
3. Vishnevsky V.M., Lyakhov A.I., Portnoy S.L., Shakhnovich I.V. *Broadband Wireless Networks for Information Transmission*. Moscow: Tekhnosfera Publ.; 2005. 592 p. (in Russ.)
4. Dunaytsev R., Korotkin K. Wi-Fi Site Surveys, Planning and Design. *Proceedings of the VIth International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 1–2 March 2017, St. Petersburg, Russian Federation*. St. Petersburg: Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2017. p.270–274. (in Russ.)
5. Dinh T.D., Kirichek R., Koucheryavy A., Makolkina M. Experimental Investigation of the Transmission of Multimedia Content for Augmented Reality Applications on the Basis of a Wireless Sensor Network. *Proc. of Telecom. Universities*. 2019;5(2):76–87. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-2-76-87
6. Vikulov A.S. Interchannel Interference Model in IEEE 802.11 Networks for the Task of Traffic Capacity Estimation. *Radio and Telecommunication Systems*. 2019;1(33):36–45. (in Russ.)
7. Tonkikh E.V., Paramonov A.I., Koucheryavy A.E. Modeling the Network Structure of the IoT Using Fractals. *Electrosvyaz*. 2021;4:55–62. DOI:10.34832/ELSV.2021.17.4.007
8. Vikulov A.S., Paramonov A.I. Arrangement of Standard Structures for Tiling the Plane for Frequency and Area Planning of IEEE 802.11 networks. *Radio and Telecommunication Systems*. 2021;2(41):17–28. (in Russ.)
9. Grekov F.F., Ryabenko G.B., Smirnov Yu.P. *Crystal Chemistry. Structural Crystallography*. St. Petersburg: Polytechnic University Publ.; 2006. 106 p. (in Russ.)
10. Fedortsev S.P., Tsybakov B.S. Channel Assignment in Cellular Networks. *Probl. Peredachi Inf.* 1996;32(1):78–85. (in Russ.)
11. Vikulov A. Effective Channel Planning of IEEE 802.11 Networks as a Plane Tessellation Problem. Part 1. Adjacent Channel Interference Model. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(2):29–36. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-29-36
12. Rec. ITU-R P.525-2 *Calculation of free-space attenuation*. 1994.
13. Rec. ITU-R P.1238-8 *Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz*. 2016.
14. Rec. ITU-R P.676-6 *Attenuation by atmospheric gases*. 2005.
15. Rec. ITU-R P.530-12 *Propagation data and prediction methods required for the design of terrestrial line-of-sight systems*. 2007.
16. Rec. ITU-R P.833-9 *Attenuation in vegetation*. 2016.

Статья поступила в редакцию 23.06.2022; одобрена после рецензирования 02.09.2022; принята к публикации 05.09.2022.

The article was submitted 23.06.2022; approved after reviewing 02.09.2022; accepted for publication 05.09.2022.

## Информация об авторе:

**ВИКУЛОВ**  
**Антон Сергеевич**

кандидат технических наук, доцент кафедры сетей связи и передачи данных  
Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций  
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  
 <https://orcid.org/0000-0002-6671-9267>

Научная статья

УДК 621.396.67

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-37-43



# Анализ качества алгоритмов адаптивной пространственной и пространственно-частотной фильтрации сигналов в системах спутниковой навигации

Евгений Иванович Глушанков<sup>1</sup> ✉, glushankov57@gmail.com

Владимир Игоревич Царик<sup>2</sup>, wladimirzarik@mail.ru

<sup>1</sup>Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. М.А. Бонч-Бруевича,  
Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

<sup>2</sup>ООО «Эйртэго»,  
Санкт-Петербург, 197375, Российская Федерация

**Аннотация:** Рассмотрена задача компенсации помех при приеме спутникового навигационного сигнала. Приведены алгоритмы построения адаптивных пространственных и пространственно-частотных фильтров. Осуществлена обработка построенными фильтрами реальных спутниковых сигналов с широкополосной помехой в среде MATLAB. В результате сравнения различных показателей качества обработки выявлены наиболее эффективные алгоритмы фильтрации.

**Ключевые слова:** адаптивный пространственный фильтр, корреляционная матрица, вектор весовых коэффициентов, итерационная процедура, коэффициент подавления, пространственно-частотная обработка, антенная решетка, MATLAB, обращение мощности, формирование луча

**Ссылка для цитирования:** Глушанков Е.И., Царик В.И. Анализ качества алгоритмов адаптивной пространственной и пространственно-частотной фильтрации сигналов в системах спутниковой навигации // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 3. С. 37–43. DOI:10.31854/ 1813-324X-2022-8-3-37-43

## Quality Analysis of Space and Space-Frequency Adaptive Signal Processing Algorithms in Satellite Navigation Systems

Evgeniy Glushankov<sup>1</sup> ✉, glushankov57@gmail.com

Vladimir Tsarik<sup>2</sup>, wladimirzarik@mail.ru

<sup>1</sup>The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications,  
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

<sup>2</sup>Airtago, LLC,  
St. Petersburg, 197375, Russian Federation

**Abstract:** The problem of interference mitigation in satellite navigation signals is considered. Construction algorithms for space- and space-frequency adaptive filters are described. The processing of real satellite signals with broadband interference by means of the constructed filters is carried out in MATLAB. As a result of comparing different processing quality indicators, the most efficient filtering algorithms are identified.

**Keywords:** *space adaptive filter, correlation matrix, weight coefficients vector, iteration procedure, suppression coefficient, space-frequency processing, antenna array, MATLAB, power inversion, beamforming*

**For citation:** Glushankov E., Tsarik V. Quality Analysis of Space and Space-Frequency Adaptive Signal Processing Algorithms in Satellite Navigation Systems. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(3):37–43. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-37-43

## 1. Введение

Глобальная спутниковая система навигации находит широкое применение для определения координат различных объектов (наземных, водных, воздушных объектов, низкоорбитальных космических аппаратов). Однако полезные навигационные сигналы, поступающие от спутников, обладают повышенной уязвимостью к воздействию различных помех ввиду слабой мощности сигнала вблизи поверхности Земли. Наличие в спутниковом сигнале различного рода помех существенно затрудняет его обработку приемником и приводит к увеличению погрешности при вычислении навигационных характеристик. В этой связи задача подавления помехи при приеме спутниковых навигационных сигналов посредством их фильтрации является достаточно важной и актуальной [1].

Среди различных методов фильтрации эффективными и достаточно часто применяемыми являются методы пространственной фильтрации, основанные на фокусировке диаграммы направленности антенной решетки радиотехнической системы таким образом, чтобы направление ее основного лепестка совпадало с направлением на источник полезного сигнала, а направления на источники помех попадали в ее нули. Такие методы фильтрации называются пространственными, так как их функционирование и качество определяется пространственной конфигурацией антенной решетки радиотехнической системы. Результаты работы пространственных фильтров можно существенно улучшить, если сделать их трансверсальными путем добавления в каждый из приемных каналов на выходе антенных элементов линий временных задержек. Такие фильтры, в свою очередь, называются пространственно-временными фильтрами. Добавление дополнительных временных отсчетов увеличивает количество степеней свободы при построении фильтра и, как следствие, увеличивает его устойчивость к широкополосным и многолучевым помехам. В свою очередь, обработка задержанных временных отсчетов в частотной области называется пространственно-частотной обработкой, которая также улучшает качество такой совместной фильтрации [1, 2].

В данной работе рассматривается несколько различных алгоритмов построения пространственных и пространственно-частотных фильтров. Сравнительный анализ качества пространственной и пространственно-частотной обработки сигналов построенными фильтрами будет проводиться по

быстродействию, коэффициенту подавления помех и отношению сигнал/шум на основе экспериментально записанных сигналов от спутников и помех в реальной спутниковой радиотехнической системе.

## 2. Постановка задачи

Рассмотрим следующую постановку задачи адаптивной пространственной (пространственно-частотной) фильтрации сигналов. Пусть в плоскости  $Oxy$  расположена кольцевая эквидистантная антенная решетка, состоящая из восьми антенных элементов (рисунок 1).

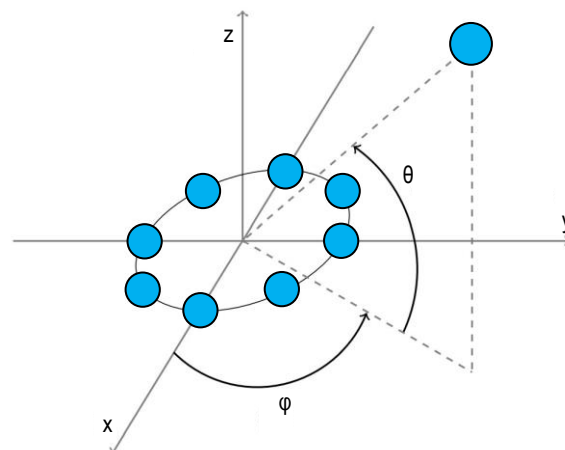


Рис. 1. Взаимное расположение антенной решетки и источника сигнала (помехи)

Fig. 1. Mutual Displacement of an Antenna Array and a Signal (or Interference) Source

Такая реальная восьмиэлементная кольцевая решетка использовалась при экспериментальных исследованиях. Центр решетки расположен в начале координат, радиус окружности равен 7,19 см. В верхнем полупространстве ( $z > 0$ ) расположены один источник полезного сигнала и несколько некоррелированных источников широкополосной помехи. На входе антенной решетки присутствует входной сигнал  $x \in \mathbb{C}^{8 \times K}$ , где  $K$  – количество временных отсчетов сигнала, представляющий собой аддитивную смесь полезного сигнала, помехи и шума, при этом уровень полезного сигнала выше уровня шума, а уровень помехи выше уровня полезного сигнала. Такая ситуация наиболее характерна при функционировании спутниковых навигационных систем. Пусть для обработки принимаемых сигналов и помех используется адаптивный пространственный (пространственно-частотный) фильтр, выходной сигнал  $y$  которого

представляет собой выделенный из смеси с помехой и шумом полезный сигнал, причем  $y \in \mathbb{C}^K$ . На сегодняшний день известно большое количество различных алгоритмов построения фильтров, решающих поставленную выше задачу. В данной работе будет рассмотрен анализ и сравнение нескольких наиболее применимых для данной ситуации алгоритмов пространственной и пространственно-частотной фильтрации реальных спутниковых сигналов методом моделирования в среде MATLAB.

### 3. Построение фильтров

#### 3.1. Пространственные фильтры

Рассмотрим несколько алгоритмов вычисления весовых коэффициентов пространственного фильтра, основанных на прямых и итерационных адаптивных процедурах.

##### Прямые алгоритмы

При использовании прямых алгоритмов весовые коэффициенты  $w$  вычисляются по формулам, использующим информацию о корреляционных характеристиках входных сигналов, путем непосредственного обращения корреляционных матриц, а выходной сигнал фильтра  $y$  определяется следующим образом:

$$y = w^T x,$$

где  $w$  – вектор весовых коэффициентов пространственного (пространственно-частотного) фильтра.

Различные алгоритмы фильтрации отличаются друг от друга методом, используемым при вычислении весовых коэффициентов  $w$ . Рассмотрим прямые алгоритмы адаптации.

##### Алгоритм обращения мощности

Алгоритм обращения мощности или формирования нуля диаграммы направленности основывается на винеровском решении путем вычисления обратной корреляционной матрицы  $R^{-1}$  входного сигнала [3]. Выполняя преобразование путем нормировки относительно средних значений мощности, весовые коэффициенты можно определить по следующей формуле:

$$w = \begin{pmatrix} 1 & \frac{R_{12}^{-1}}{R_{11}^{-1}} & \dots & \frac{R_{18}^{-1}}{R_{11}^{-1}} \\ \frac{R_{21}^{-1}}{R_{22}^{-1}} & 1 & \dots & \frac{R_{28}^{-1}}{R_{22}^{-1}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{R_{81}^{-1}}{R_{88}^{-1}} & \frac{R_{82}^{-1}}{R_{88}^{-1}} & \dots & 1 \end{pmatrix} I,$$

где  $R_{ij}$  – элемент  $i$ -й строки  $j$ -го столбца корреляционной матрицы  $R$  ( $i, j = 1, 2, \dots, 8$ );  $I$  – единичный вектор-столбец размерности 8.

##### Алгоритм формирования луча

Алгоритм формирования луча [3], как и метод обращения мощности, основывается на обращении корреляционной матрицы входного сигнала, однако при его использовании применим следующую формулу для вычисления весовых коэффициентов:

$$w(\varphi, \theta) = \left( \frac{R^{-1} a(\varphi, \theta)}{a(\varphi, \theta)^H R^{-1} a(\varphi, \theta)} \right)^T, \quad (1)$$

где  $a(\varphi, \theta)$  – управляющий вектор антенной решетки по направлению, заданному долготой  $\varphi$  и широтой  $\theta$  (см. рисунок 1), определяемый как:

$$a(\varphi, \theta) = \exp \left\{ i \frac{2\pi}{\lambda} uv \right\}, \quad (2)$$

$i$  – мнимая единица;  $\lambda = 0,19$  м – длина волны полезного сигнала, соответствующая центральной частоте сигнала GPSL1;  $u$  – матрица декартовых координат антенных элементов,

$$v = \begin{pmatrix} \cos \theta \cos \varphi \\ \cos \theta \sin \varphi \\ \sin \theta \end{pmatrix}.$$

С учетом того, что направления  $\theta$  и  $\varphi$  на полезный сигнал априори неизвестны, оптимальные весовые коэффициенты определяются из условия максимизации коэффициента подавления помехи, равного отношению мощностей входного и выходного сигналов.

##### Алгоритм формирования луча с приближенными вычислением и обращением циркулянтной корреляционной матрицы

При данном подходе для вычисления вектора весовых коэффициентов также используется обратная корреляционная матрица входного сигнала и дополнительно учитывается тот факт, что у кольцевой эквидистантной антенной решетки корреляционная матрица является сопряженной циркулянтной [4]. При этом оценку сопряженной циркулянтной корреляционной матрицы можно получить следующим образом:

$$\hat{R}_{i,j} = \frac{1}{8(8-(j-i))} x \sum_{k=1}^8 \sum_{l=1}^{8-j+i} x_l(k) x_{j-i+l}^*(k), \quad i \leq j, \\ \hat{R}_{N+1-j,i} = \hat{R}_{i,j}^*, \quad i > j.$$

Матрицу  $\hat{R}^{-1}$ , обратную к полученной оценке сопряженной циркулянтной матрицы  $\hat{R}$ , можно вычислить с применением специального итерационного алгоритма, увеличивающего скорость вычислений [5]. Далее весовые коэффициенты фильтра вычисляются с использованием матрицы  $\hat{R}^{-1}$  и формулы (1).



## Использование спектрального разложения

В данном случае корреляционную матрицу входного сигнала представим в виде:

$$R = VDV^*,$$

где  $V$  – матрица, составленная из собственных векторов  $R$ ;  $D$  – диагональная матрица, составленная из собственных чисел  $\lambda_1, \dots, \lambda_8$ , для которых выполняются соотношения:

$$\lambda_1 \approx \lambda_2 \approx \dots \approx \lambda_M < \lambda_{M+1} < \dots < \lambda_8$$

для некоторого  $M \in \{1, 2, \dots, 8\}$ . Далее из матрицы  $V$  выбирается подматрица  $\tilde{V}$ , состоящая из первых  $M$  столбцов  $V$ . Тогда весовые коэффициенты  $w$  вычисляются по формуле:

$$w = \tilde{V} \tilde{V}^H.$$

## Итерационный пространственный фильтр

В случае итерационной процедуры вычисления весовые коэффициенты  $w_k$  фильтра и отсчеты  $y_k$  выходного сигнала пересчитываются в соответствии с алгоритмом LMS (аббр. от англ. Least Mean Squares – наименьшие средние квадраты, то есть алгоритм, оптимальный по данному критерию) по формулам [6]:

$$\begin{aligned} w_0 &= (0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)^T, \\ d_k &= x_{1,k}, x_k = (x_{2,k}, \dots, x_{8,k})^T, \\ y_k &= d_k - w_{k-1}^H x_k, \\ w_k &= w_{k-1} + \mu x_k y_k^*, \end{aligned}$$

где  $k = 1, \dots, K$ ;  $\mu$  – параметр алгоритма, называемый «параметром забывания».

Во всех прямых методах адаптации в качестве корреляционных матриц используются выборочные, получаемые по обучающей матрице входных сигналов или помех, причем размерность обучающей выборки превышает число каналов пространственной (или пространственно-частотной) обработки, то есть матрицы являются невырожденными.

## 3.2. Пространственно-частотная обработка

Пространственно-частотную обработку сигнала будем осуществлять путем деления каждого канала входного сигнала на секции по 1024 временных отсчетов. Такая реализация удобна тем, что впоследствии может быть достаточно легко приспособлена для использования в программируемых логических интегральных схемах. Сначала все временные отсчеты каждого входного канала  $x_l(l = 1, \dots, 8)$  в секции преобразуем в частотную область с использованием дискретного преобразования Фурье, определяемого формулой [7]:

$$X_l(k) = \sum_{j=1}^{1024} x_l(j) e^{-\frac{\pi i}{512}(k-1)(j-1)},$$

где  $i$  – мнимая единица;  $k = 1, \dots, 1024$ .

Затем в частотной области каждую секцию будем делить на сегменты по 128 отсчетов. В каждом сегменте частотные отсчеты  $Y \in \mathbb{C}^{128}$  выходного сигнала вычисляются с помощью умножения частотных отсчетов  $X \in \mathbb{C}^{8 \times 128}$  входного сигнала на вектор весовых коэффициентов  $w \in \mathbb{C}^8$  пространственно-частотного фильтра:

$$Y = w^H X.$$

Как показано в [8], выбранное количество частотных отсчетов в сегменте вычисления весов фильтра, равное 128, обеспечивает оптимальную работу алгоритма фильтрации с точки зрения соотношения между вычислительными затратами и качеством фильтрации сигнала: уменьшение количества частотных отсчетов в сегменте снижает объем вычислений, но приводит к худшему подавлению помехи, а увеличение дает лишь незначительное улучшение качества компенсации, но серьезно повышает вычислительную сложность алгоритма.

Весовые коэффициенты  $w$  фильтра определяем в соответствии со следующим выражением [1]:

$$w = \frac{\hat{R}^{-1} s}{s^H \hat{R}^{-1} s}. \quad (3)$$

Здесь  $\hat{R}$  – оценка ковариационной матрицы частотных отсчетов входного сигнала с диагональной нагрузкой, вычисляемая по всему сегменту по формуле:

$$\hat{R} = \tilde{R} + 0,001 \cdot \text{tr}(\tilde{R}) E_8,$$

где

$$\tilde{R} = \sum_{k=1}^{128} X(k) X^H(k),$$

$\text{tr}(\cdot)$  – оператор следа матрицы;  $E_8$  – единичная матрица порядка 8, а вектор  $s \in \mathbb{C}^8$  будем задавать двумя следующими способами.

Первый способ заключается в задании  $s$  как вектора, все элементы которого равны нулю, кроме одного, равного единице. Данный подход аналогичен рассмотренному в подразделе *Алгоритм обращения мощности*. За счет многократного применения данного алгоритма с разным расположением единицы в векторе  $s$  можно получить до восьми различных выходных сигналов.

Второй способ заключается в задании вектора  $s$  как управляющего вектора антенной решетки в соответствии с формулой (2). В этом случае формула (3) для вычисления весовых коэффициентов совпадает с формулой (1) пространственного алгоритма формирования луча. При таком подходе получается только один выходной сигнал  $y$ .

Для ускорения вычисления весов  $w$  фильтра можно воспользоваться различными методами ортогонализации корреляционных матриц. Используем для этого разложение Холецкого оценки  $\hat{R}$  ко-

вариационной матрицы частотных отсчетов входного сигнала, определяемое выражением:

$$\hat{R} = LL^H,$$

где  $L$  – нижнетреугольная матрица.

При использовании данного разложения обращение матрицы  $\hat{R}$  и умножение полученной обратной матрицы на вектор  $s$  сводится к решению двух систем линейных алгебраических уравнений с треугольными матрицами, которое осуществляется с использованием простых рекуррентных соотношений. В данном случае применение разложения Холецкого возможно в связи с тем, что матрица  $\hat{R}$  является эрмитовой и положительно определенной, что обеспечивается как за счет способа определения матрицы  $\hat{R}$  и количества частотных отсчетов для ее вычисления, так и за счет диагональной нагрузки, которая сдвигает собственные значения матрицы  $\hat{R}$  дальше от нуля. После вычисления весов  $w$  фильтра и частотных отсчетов  $Y$  выходного сигнала с помощью обратного преобразования Фурье вычисляются отсчеты выходного сигнала  $u$  во временной области для текущего сегмента. Далее вся процедура повторяется для каждого сегмента каждой секции отсчетов входного сигнала.

### Компьютерное моделирование

Для сравнения работы описанных выше алгоритмов пространственной и пространственно-частотной фильтрации были проведены эксперименты по обработке в среде MATLAB экспериментальных записей реальных спутниковых сигналов с несколькими (от одного до трех) некоррелированными источниками широкополосной помехи. При записи сигналов антенная решетка и источники полезного сигнала и помехи находились в безэховой экранированной камере, при этом спутниковый сигнал принимался на крыше здания и подавался в камеру через систему кабелей. Схема эксперимента представлена на рисунке 2. Рассматривались различные сигнально-помеховые ситуации, отличающиеся числом помех (от одной до трех), энергетическими характеристиками и углами прихода. В результате проведения нескольких экспериментов были получены записи сигналов, состоящих из смеси помех, полезных спутниковых сигналов и шумов, уровни которых соответствуют заданным при постановке задачи фильтрации (уровень полезного сигнала выше уровня шума, а уровень помехи выше уровня полезного сигнала, что характерно для спутниковой навигации). Далее эти записи, имеющие вид дискретных последовательностей временных отсчетов сигналов, были подвергнуты равномерному квантованию (в блоке 6) и записаны в память ЭВМ (блок 7) для последующей обработки по анализируемым алгоритмам, программные блоки которых реализованы в виде отдельных функций (по числу алгоритмов фильтрации) в среде MATLAB.

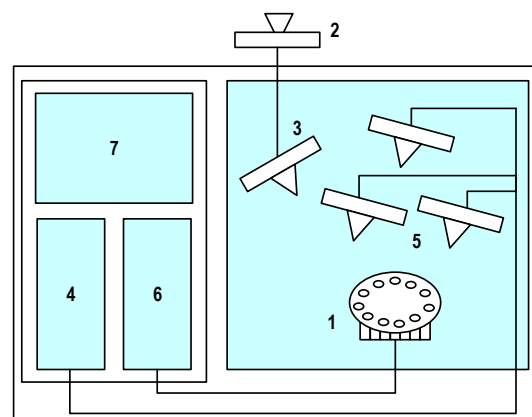


Рис. 2. Схема эксперимента: 1 – антенная решетка, установленная в безэховой камере; 2 – антенна, принимающая спутниковый сигнал на крыше здания; 3 – антенна, передающая спутниковый сигнал в безэховую камеру; 4 – устройство для излучения помех; 5 – антенны, излучающие помехи; 6 – устройство для записи сигнала с антенной решеткой; 7 – ЭВМ, осуществляющая цифровую обработку сигналов

Fig. 2. Experiment Scheme: 1 – Antenna Array in an Anechoic Chamber; 2 – Satellite Signal Receiving Antenna on the Building Roof; 3 – Antenna That Transmits the Satellite Signal into the Anechoic Chamber; 4 – Jamming Device; 5 – Antennas That Transmit Interference; 6 – Device That Records Signals from Antenna Array; 7 – Computer That Implements Digital Signal Processing

При компьютерном моделировании с помощью встроенной в MATLAB функции измерялось время работы (ВР) каждого алгоритма и максимальный поканальный коэффициент подавления (КП) помехи, равный отношению мощностей входного и выходного сигналов. Для вычисления прямого и обратного дискретного преобразования Фурье использовалась встроенная в среду MATLAB функция вычисления быстрого преобразования Фурье. После компенсации выходной сигнал подавался на вход программного приемника спутниковых сигналов SoftGNSS [9], где измерялось среднее отношение сигнал/шум (ОСШ) для обнаруженного источника полезного спутникового сигнала, которое в указанном приемнике вычисляется с помощью метода суммирования дисперсии [10]. Результаты обработки сигналов длиной  $K = 5 \cdot 10^6$  отсчетов с абсолютным уровнем 37 дБ без помехи и отношением сигнал/шум 45 дБ приведены в таблице 1. Прочерки означают отсутствие видимых спутников в обработанном сигнале. Результаты анализа зависимости коэффициента подавления и среднего ОСШ приведены на рисунках 3 и 4, соответственно.

Из результатов экспериментов можно сделать следующие выводы. Быстродействие прямых алгоритмов пространственной обработки оказалось наибольшим, однако при этом значения основных показателей качества – КП и ОСШ при такой обработке получились меньше, чем у других алгоритмов.

ТАБЛИЦА 1. Результаты экспериментов

Table 1. Results of Experiments

| $N_n$ | УС | Результаты обработки сигналов | Алгоритм           |                   |                            |                         |       |          |          |
|-------|----|-------------------------------|--------------------|-------------------|----------------------------|-------------------------|-------|----------|----------|
|       |    |                               | Обращение мощности | Формирование луча | ФЛ с циркулянтной матрицей | Спектральное разложение | LMS   | ПЧО с ФН | ПЧО с ФЛ |
| 1     | 60 | ВР, с                         | 1,03               | 2,19              | 0,92                       | 1,09                    | 24,12 | 66,84    | 17,48    |
|       |    | КП, дБ                        | 29                 | 40                | 30                         | 30                      | 31    | 3        | 41       |
|       |    | ОСШ, дБ                       | 48                 | 49                | 32                         | 50                      | 50    | 51       | 37       |
| 1     | 75 | ВР, с                         | 0,95               | 2,45              | 1,3                        | 1,03                    | 24,31 | 66,47    | 22,23    |
|       |    | КП, дБ                        | 34                 | 52                | 38                         | 34                      | 45    | 45       | 55       |
|       |    | ОСШ, дБ                       | 39                 | 47                | 37                         | 39                      | 51    | 51       | 39       |
| 2     | 69 | ВР, с                         | 0,96               | 2,59              | 1,31                       | 1,01                    | 20,82 | 63,64    | 15,96    |
|       |    | КП, дБ                        | 17                 | 26                | 24                         | 16                      | 42    | 32       | 48       |
|       |    | ОСШ, дБ                       | –                  | 25                | –                          | 25                      | 25    | 46       | 42       |
| 3     | 72 | ВР, с                         | 0,98               | 3,1               | 1,56                       | 1,07                    | 20,47 | 64,12    | 15       |
|       |    | КП, дБ                        | 14                 | 26                | 14                         | 15                      | 27    | 30       | 45       |
|       |    | ОСШ, дБ                       | –                  | –                 | –                          | –                       | 39    | 41       | 42       |

Условные обозначения:

$N_n$  – количество помех; УС – уровень сигнала, дБ; ПЧО – пространственно-частотная обработка; ФН – алгоритм формирования нуля; ФЛ – алгоритм формирования луча

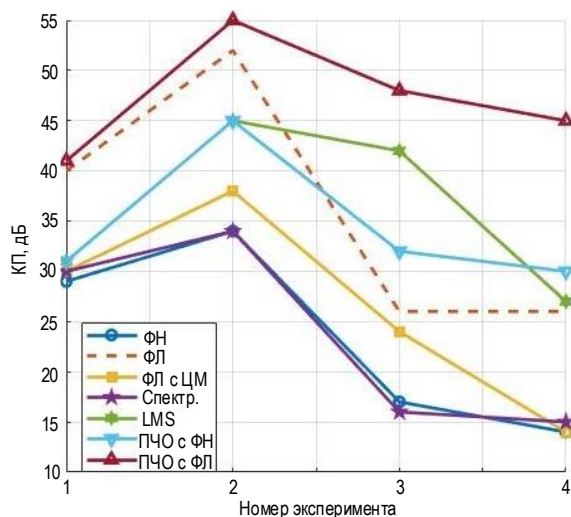


Рис. 3. Значения КП исследуемых алгоритмов в различных экспериментах

Fig. 3. Suppression Coefficient Values of the Investigated Algorithms in Different Experiments

Особенно ухудшение работы прямых пространственных методов наблюдается при наличии более чем одного источника помехи, в этом случае полезные сигналы спутников в выходном сигнале решетки имеют минимальное значение, а иногда и вообще отсутствуют. Постепенное уменьшение значений ОСШ при обработке точными алгоритмами особенно хорошо видно на рисунке 4.

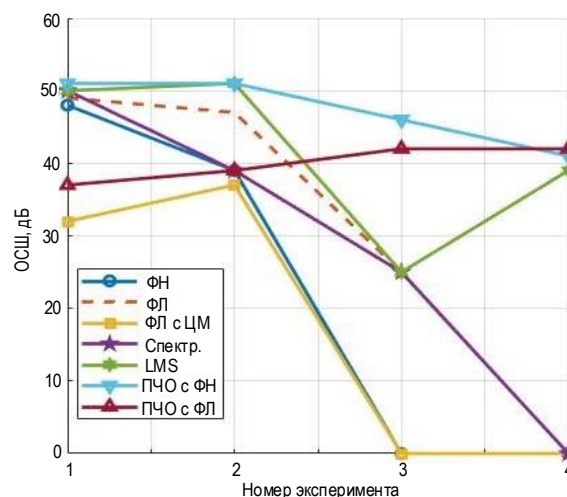


Рис. 4. Значения ОСШ в обработанном сигнале в различных экспериментах

Fig. 4. Signal-to-Noise Ratio Values of the Processed Signal in Different Experiments

С точки зрения быстродействия и качества обработки наилучшие результаты наблюдаются у алгоритма, основанного на спектральном разложении. Несмотря на то, что при обработке данным алгоритмом получаются относительно низкие значения КП, что следует из рисунка 3, значения ОСШ в выходном сигнале примерно равны средним значениям в каждом из экспериментов, что видно из положения соответствующей кривой (см. рисунок 4). Итерационный же пространственный алгоритм показывает большее время работы по сравнению с прямыми методами, но также и большую устойчивость к количеству помех и значения КП и ОСШ, близкие к пространственно-частотным методам.

В свою очередь, алгоритмы пространственно-частотной обработки одинаково справляются с любым количеством помех и показывают наилучшие значения КП и ОСШ в выходном сигнале. При этом пространственно-частотная обработка с применением алгоритма обращения мощности работает в 3–4 раза дольше, чем с алгоритмом формирования луча, но в то же время показывает лучшие значения КП и ОСШ. Стоит также отметить общее падение КП всех алгоритмов при увеличении числа помех, которое хорошо видно из рисунка 3.

## 5. Заключение

В данной работе были рассмотрены несколько алгоритмов адаптивной пространственной и пространственно-частотной фильтрации. Качество работы приведенных алгоритмов было проанализировано путем цифровой обработки на компьютере реальных спутниковых сигналов. Результаты компьютерного моделирования в разных сигнально-помеховых условиях свидетельствуют о преимуществах использования пространственно-частотных фильтров перед пространственными фильтрами.

При этом в зависимости от требований к быстродействию обработки сигналов возможно применение либо наиболее быстрых алгоритмов формирования луча, либо более медленных, но точных алго-

ритмов обращения мощности. Таким образом, можно рекомендовать пространственно-частотные алгоритмы фильтрации для использования в системах помехозащищенной навигации.

#### Список источников

1. Xu H., Cui X., Lu M. An SDR-Based Real-Time Testbed for GNSS Adaptive Array Anti-Jamming Algorithms Accelerated by GPU // *Sensors*. 2016. Vol. 16. Iss. 3. P. 356. DOI:10.3390/s16030356
2. Sklar J.R. Interference Mitigation Approaches for the Global Positioning System // *Lincoln Laboratory Journal*. 2003. Vol. 14. Iss. 2. PP. 167–180.
3. Van Trees H.L. *Optimum Array Processing. Part IV of Detection, Estimation and Modulation Theory*. NewYork: John Wiley & Sons, 2002.
4. Glushankov E.I., Kirik D.I., Kirsanov D.M., Rylov E.A. Adaptation of antenna arrays with using correlation matrices of a special types // *Proceedings of the Conference on Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO, Kaliningrad, Russia, 30 June–02 July 2021)*. IEEE, 2021. DOI:10.1109/SYNCHROINFO51390.2021.9488331
5. Воеводин В.В., Тыртышников Е.Е. Вычислительные процессы с теплоцевыми матрицами. М.: Наука, 1987. 320 с.
6. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М.: Техносфера, 2013. 528 с.
7. Мало́зов В.Н., Машарский С.М. Основы дискретного гармонического анализа: учебное пособие. СПб.: «Лань», 2012. 304 с.
8. Melvin W.L. A STAP overview // *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*. 2004. Vol. 19. Iss. 1. PP. 19–35. DOI:10.1109/MAES.2004.1263229
9. Borre K., Akos D.M., Bertelsen N., Rinder P., Jensen S.H. *A Software-Defined GPS and Galileo Receiver. A Single-Frequency Approach*. Boston: Birkhäuser, 2007. 176 p.
10. Sharawi M.S., Akos D.M., Aloï D.N. GPS C/N0 estimation in the presence of interference and limited quantization levels // *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2007. Vol. 43. Iss. 1. PP. 227–238. DOI:10.1109/TAES.2007.357129

#### References

1. Xu H., Cui X., Lu M. An SDR-Based Real-Time Testbed for GNSS Adaptive Array Anti-Jamming Algorithms Accelerated by GPU. *Sensors*. 2016;16(3):356. DOI:10.3390/s16030356
2. Sklar J.R. Interference Mitigation Approaches for the Global Positioning System. *Lincoln Laboratory Journal*. 2003. Vol. 14. Iss. 2. PP. 167–180.
3. Van Trees H.L. *Optimum Array Processing. Part IV of Detection, Estimation and Modulation Theory*. NewYork: John Wiley & Sons; 2002.
4. Glushankov E.I., Kirik D.I., Kirsanov D.M., Rylov E.A. Adaptation of antenna arrays with using correlation matrices of a special types. *Proceedings of the Conference on Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO, 30 June–02 July 2021, Kaliningrad, Russia*. IEEE; 2021. DOI:10.1109/SYNCHROINFO51390.2021.9488331
5. Voevodin V.V., Tyrtshnikov E.E. *Calculation Processes with Toeplitz Matrices*. Moscow: Nauka Publ.; 1987. 320 p. (in Russ.)
6. Dzhigan V.I. *Adaptive Signal Processing: Theory and Algorithms*. Moscow: Tekhnosfera Publ.; 2013. 528 p. (in Russ.)
7. Malozymov V.N., Masharskiy S.M. *Foundations of Discrete Harmonic Analysis*. St. Petersburg: Lan' Publ.; 2012. 304 p. (in Russ.)
8. Melvin W.L. A STAP overview. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*. 2004;19(1):19–35. DOI:10.1109/MAES.2004.1263229
9. Borre K., Akos D.M., Bertelsen N., Rinder P., Jensen S.H. *A Software-Defined GPS and Galileo Receiver. A Single-Frequency Approach*. Boston: Birkhäuser; 2007. 176 p.
10. Sharawi M.S., Akos D.M., Aloï D.N. GPS C/N0 estimation in the presence of interference and limited quantization levels. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2007;43(1):227–238. DOI:10.1109/TAES.2007.357129

Статья поступила в редакцию 20.06.2022; одобрена после рецензирования 05.08.2022; принята к публикации 11.08.2022.

The article was submitted 20.06.2022; approved after reviewing 05.08.2022; accepted for publication 11.08.2022.

### Информация об авторах:

**ГЛУШАНКОВ  
Евгений Иванович**

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  
 <https://orcid.org/0000-0003-4148-3208>

**ЦАРИК  
Владимир Игоревич**

ведущий инженер ООО «Эйртэго»  
 <https://orcid.org/0000-0003-3428-9976>



Научная статья

УДК 621.382

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-44-49



## Исследование канала утечки информации в области изгиба оптического волокна

Иван Романович Гулаков<sup>1</sup>, gulakov@bsu.by

Андрей Олегович Зеневич<sup>1</sup>, a.zenevich@bsac.by

Ольга Викторовна Кочергина<sup>1</sup> ✉, o.kochergina@bsac.by

Татьяна Александровна Матковская<sup>1</sup>, t.matkovskaya@bsac.by

<sup>1</sup>Белорусская государственная академия связи,  
Минск, 220114, Республика Беларусь

**Аннотация:** Данная работа посвящена исследованию канала утечки передаваемой информации, созданного на основе изгиба волокна. Установлено, что увеличение диаметра изгиба оптического волокна приводит к уменьшению мощности оптического излучения, выходящего за пределы этого изгиба. В диапазоне диаметров изгиба от 5 до 20 мм наибольшее значение мощности излучения наблюдалось для оптического волокна G.655, а наименьшее – для G.657. Определена пропускная способность для канала утечки информации при изменении диаметра изгиба для разных типов оптического волокна. Показано, что пропускная способность канала утечки информации зависит от местоположения фотоприемника, применяемого для регистрации оптического излучения, снимаемого с изгиба оптического волокна.

**Ключевые слова:** германиевый фотодиод, оптическое волокно, изгиб оптического волокна, канал утечки информации, пропускная способность

**Ссылка для цитирования:** Гулаков И.Р., Зеневич А.О., Кочергина О.В., Матковская Т.А. Исследование канала утечки информации в области изгиба оптического волокна // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 3. С. 44–49. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-44-49

## Investigation of an Information Leakage Channel in the Area of Optical Fiber Bending

Ivan Gulakov<sup>1</sup>, gulakov@bsu.by

Andrey Zenevich<sup>1</sup>, a.zenevich@bsac.by

Olga Kochergina<sup>1</sup> ✉, o.kochergina@bsac.by

Tatiana Matkovskaia<sup>1</sup>, t.matkovskaya@bsac.by

<sup>1</sup>Belarusian State Academy of Communications,  
Minsk, 220114, Republic of Belarus

**Abstract:** An information leakage channel created on the basis of fiber bending when transmitting information over an optical fiber is studied. An increase in the bending diameter of an optical fiber is shown to lead to a decrease in the power of optical radiation proceeding from it. In a bending diameter range from 5 to 20 mm, the highest radiation power was observed for the optical fiber G.655, while the lowest corresponding figure was recorded for G.657. The information leakage channel bandwidth with changed bending diameter is determined for different types of optical fiber. The bandwidth of the information leakage channel is shown to depend on the location of the photo-detector used to register optical radiation taken from the bend of the optical fiber.

**Keywords:** germanium photodiode, optical fiber, optical fiber bends, bandwidth

**For citation:** Gulakov I., Zenevich A., Kochergina O., Matkovskaya T. Investigation of an Information Leakage Channel in the Area of Optical Fiber Bending. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(3):44–49. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-44-49

## Введение

В настоящее время большую популярность получили одномодовые оптические волокна, которые имеют малое затухание передаваемого сигнала, низкий уровень шума, высокую пропускную способность, устойчивость к внешним электромагнитным воздействиям и пр. [1–3]. Несмотря на то, что оптические волокна обладают защитой от несанкционированного доступа, известны различные способы формирования каналов утечки информации. Одним из этих способов является создание такого канала при помощи изгиба оптического волокна [4]. При появлении изгиба определенного диаметра происходит изменение угла падения оптического излучения на границу раздела сердцевина-оболочка. В результате этого часть распространяемого по волокну излучения выходит за его пределы в месте изгиба [5, 6]. Зарегистрировать данное излучение можно, направив его на фотоприемник. Таким образом, создается канал утечки передаваемой информации. Часто для формирования такого канала используются ответвители-прищепки [7]. Например, волоконно-оптический ответвитель-прищепка FOD 5503 обеспечивает двунаправленное подключение к одномодовому волокну с 250-микронным покрытием без его разрыва, однако он не позволяет сформировать канал утечки информации в одномодовом оптическом волокне G.657. В работе [6] описан более простой способ создания канала утечки информации, который заключается в формировании изгиба волокна и направлении выходящего за пределы волокна оптического излучения непосредственно на фоточувствительную площадку фотоприемника. Такой способ можно использовать для любого одномодового волокна не зависимо от производителя. Однако в настоящее время отсутствуют сведения о пропускной способности такого канала утечки информации. Это необходимо для реализации мер по защите информации, передаваемой по оптическому волокну, от утечки по такому каналу. Поэтому целью данной статьи является определить пропускную способность канала утечки информации из оптического волокна в зависимости от диаметра изгиба волокна, места расположения фотоприемника и типа оптического волокна.

## Экспериментальная установка и методика измерений

В качестве объектов исследований использовались одномодовые оптические волокна G.652, G.655 и G.657 производства CORNING с диаметром оболочки 125 мкм, так как они наиболее часто

применяются в современных системах связи. Для регистрации оптического излучения в канале утечки информации использовался германиевый фотодиод ФД-10ГА. Это полупроводниковый фотодиод с одним *p-n*-переходом, имеющий высокую чувствительность в инфракрасной области спектра оптического излучения [8].

На рисунке 1 представлена структурная схема экспериментальной установки, которая функционирует следующим образом: от источника излучения «ИИ» в оптическое волокно «ОВ» вводится излучение. В качестве источника излучения использовались волоконно-оптические лазерные модули ВОЛМ-10-М. Длины волн генерации лазерных диодов этих модулей составляли:  $1310 \pm 5$ ;  $1490 \pm 5$ ;  $1550 \pm 5$ ;  $1610 \pm 5$  нм. Эти длины волн используются для передачи информации в одномодовом оптическом волокне [9] и соответствуют области чувствительности германиевого фотодиода [8, 10]. Для определения мощности излучения на выходе волокна был подключен измеритель «ИМ».

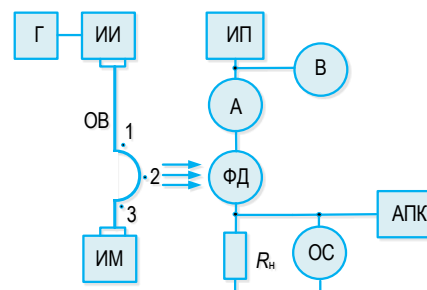


Рис. 1. Структурная схема экспериментальной установки

Fig. 1. Block Diagram of the Experimental Setup

Протяженность оптического волокна «ОВ» составляла  $L = 1,00 \pm 0,02$  м. Коэффициент затухания исследуемых волокон не превышал 0,4 дБ/км. Таким образом, потерей мощности оптического излучения, распространяющегося в оптическом волокне этой протяженности, можно было пренебречь.

Перед началом формирования изгиба защитное покрытие с оптического волокна снималось. Изгиб формировался в виде полукружности. Для этого использовались специально изготовленные цилиндры с диаметрами 5, 10, 15, 20 и 30 мм. Выбор таких диаметров изгиба обусловлен тем, что при  $d < 5$  мм может произойти излом оптического волокна. Для  $d > 30$  мм наличие изгиба не оказывало влияние на потерю мощности оптического излучения в волокне [11].

Оптическое излучение источника «ИИ» модулировалось путем подачи на него импульсов от гене-

ратора прямоугольных электрических импульсов «Г» (см. рисунок 1). Длительность оптических импульсов составляет 1 мкс, а частота их следования – 0,5 МГц. Оба этих параметра подбирались из условия, чтобы они соответствовали ширине полосы частот канала утечки информации. При этом средняя мощность вводимого в волокно оптического излучения составляла 1 мВт для каждого лазерного диода модуля ВОЛМ-10-М.

В области изгиба оптического волокна происходит выход транслируемого оптического излучения за пределы волокна «ОВ». Это излучение регистрируется при помощи фотодиода «ФД» (см. рисунок 1). Питание фотодиода осуществляется с помощью источника питания «ИП». Величина напряжения питания контролируется при помощи вольтметра «В». Амперметр «А» используется для определения электрического тока  $I$ , протекающего через фотодиод «ФД». Для ограничения величины тока  $I$  применяется резистор нагрузки  $R_n = 1$  кОм, который включен последовательно с фотодиодом.

При поступлении на фотодиод импульсов оптического излучения с изгиба волокна на сопротивлении нагрузки формируются импульсы напряжения, которые отображаются на осциллографе «ОС». Также импульсы напряжения поступают на аппаратно-программный комплекс «АПК». Комплекс выполняет преобразование импульсов напряжения в дискретный код. Дискретные коды накапливаются в «АПК». При помощи этих кодов вычисляются среднее значение амплитуды импульсов напряжения и их СКО.

Чувствительность фотоприемника определяется по методике, описанной в [12], на линейном участке зависимости мощности оптического излучения  $P_f$  от фототока  $I_f$ . Фототок  $I_f$  определяется как  $I_f = I - I_m$ , где  $I_m$  – электрический ток, протекающий через фотодиод «ФД» в отсутствии оптического излучения в волокне;  $I$  – электрический ток, протекающий через фотодиод «ФД» при наличии оптического излучения в волокне.

В результате исследования определялось отношение сигнал/шум  $\rho$  по формуле:

$$\rho = \frac{U_m}{\sigma}, \quad (1)$$

где  $U_m$  – средняя амплитуда импульсов напряжения при регистрации оптического излучения, ответвленного с изгиба волокна;  $\sigma$  – среднеквадратическое отклонение амплитуды этих импульсов.

Пропускную способность канала утечки информации  $\Pi$  можно определить по формуле Шеннона [6]:

$$\Pi = B \times \log_2(1 + \rho^2), \quad (2)$$

где  $B$  – ширина полосы пропускания канала.

Величина  $B$  определяется следующим образом:

$$B = \frac{1}{2\pi R_n C}, \quad (3)$$

где  $R_n$  – сопротивление нагрузки фотоприемника;  $C$  – электрическая емкость фотоприемника.

На рисунке 1 показаны точки 1, 2 и 3, в которые помещается фотодиод для измерения мощности оптического излучения, снимаемого с изгиба оптического волокна. Данные точки выбраны вдоль изгиба оптического волокна: точка 1 располагалась в месте поступления оптического излучения в изгиб; точка 2 – в середине изгиба; точка 3 – в конце изгиба. При помещении фотодиода в любую из этих точек кратчайшее расстояние от изгиба волокна до фотодиода оставалось одинаковым и составляло 1 мм. В этих точках определялась пропускная способность  $\Pi$ .

Исследования были выполнены при комнатной температуре окружающей среды  $T = 293$  К для всех указанных точек.

### Результаты измерений и их обсуждение

Поскольку в технической документации на фотодиод ФД-10ГА отсутствуют сведения о его чувствительности на исследуемых длинах волн, то нами были выполнены измерения этой характеристики. Данные о чувствительности фотодиода ФД-10ГА представлены в таблице 1 и получены при напряжении питания фотодиода 3,0 В. Как видно, наибольшее значение чувствительности соответствует длине волны 1490 нм, а наименьшее – 1610 нм.

ТАБЛИЦА 1. Чувствительность фотодиода ФД-10ГА

TABLE 1. Sensitivity of Photodiode FD-10GA

| Длина волны, нм        | 1310 | 1490 | 1550 | 1610 |
|------------------------|------|------|------|------|
| Чувствительность, А/Вт | 0,13 | 0,16 | 0,15 | 0,03 |

В процессе исследований были определены зависимости регистрируемой фотодиодом мощности оптического излучения, выходящего за пределы волокна, от диаметра изгиба для исследуемых длин волн излучения. На рисунке 2 представлены полученные зависимости для различных оптических волокон и длины волны 1610 нм. Измерения выполнены для точки 1 (см. рисунок 1), где наблюдалась наибольшая мощность оптического излучения для всех длин волн и диаметров изгиба независимо от типа оптического волокна. Как следует из полученных зависимостей, увеличение диаметра изгиба волокна приводит к уменьшению мощности оптического излучения, выходящего за его пределы и поступающего на фотодиод. Во всем диапазоне диаметров наибольшее значение мощности излучения  $P_f$  наблюдалось для оптического волокна G.655, а наименьшее – для G.657. При других длинах волн излучения эти зависимости имели аналогичный вид и поведение, что также под-

тверждается экспериментальными данными. В таблице 2 представлены результаты измерений мощности  $P_{\Phi}$ , полученной для различных длин волн и точек расположения фотодиода, при диаметре изгиба 5 мм.

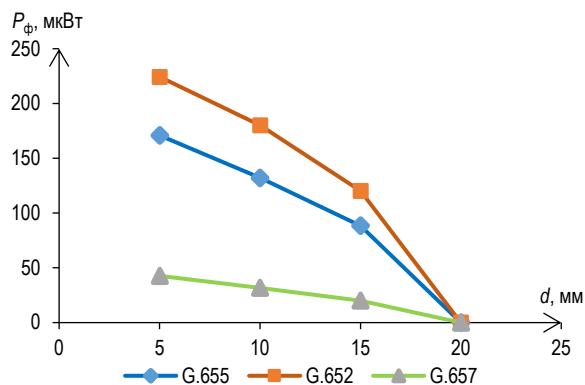


Рис. 2. Зависимость мощности оптического излучения от диаметра изгиба для различных типов оптоволокон

Fig. 2. Dependence of Optical Radiation Power on Bend Diameter for Different Types of Optical Fibers

ТАБЛИЦА 2. Характеристики изгибов оптического волокна  
TABLE 2. Characteristics of Optical Fiber Bends

| Оптическое волокно | Длина волны, нм | Мощность оптического излучения, мВт |         |         |
|--------------------|-----------------|-------------------------------------|---------|---------|
|                    |                 | Точка 1                             | Точка 2 | Точка 3 |
| G.655              | 1310            | 65,5                                | 29,1    | 16,9    |
|                    | 1490            | 78,2                                | 36,6    | 19,0    |
|                    | 1550            | 101,4                               | 40,1    | 23,2    |
|                    | 1610            | 224,4                               | 96,2    | 53,4    |
| G.652              | 1310            | 35,2                                | 23,0    | 10,6    |
|                    | 1490            | 41,6                                | 26,6    | 10,8    |
|                    | 1550            | 61,2                                | 32,5    | 12,7    |
|                    | 1610            | 170,9                               | 74,8    | 13,3    |
| G.657              | 1310            | 10,7                                | 6,3     | 3,2     |
|                    | 1490            | 18,5                                | 10,7    | 4,7     |
|                    | 1550            | 19,4                                | 15,0    | 8,3     |
|                    | 1610            | 42,7                                | 32,7    | 21,4    |

Как следует из данных таблицы 2, увеличение длины волны передаваемого по волокну излучения приводило к росту величины  $P_{\Phi}$  для всех оптических волокон и точек расположения фотодиода. Чем больше расстояние от источника оптического излучения до рассматриваемой точки расположения фотодиода, тем меньше значение мощности  $P_{\Phi}$ . Это обусловлено тем, что по всей длине изгиба волокна наблюдается выход части оптического излучения за пределы волокна. Поэтому в точку 3, находящуюся дальше от источника оптического излучения, поступает меньшая мощность оптического излучения, чем в точку 1, находящуюся ближе к источнику.

Выполнена оценка пропускной способности канала утечки информации при разных диаметрах изгиба и длинах волн оптического излучения. Для этого вначале была определена ширина полосы частот канала утечки информации  $B$ , которая в основном определялась электрической емкостью фотодиода  $C = 35$  пФ и сопротивлением нагрузки  $R_n \approx 1$  кОм и составила  $B = 4,5$  МГц.

Зависимости пропускной способности канала утечки информации от диаметра изгиба, полученные для оптического волокна G.655 и точки 1 расположения фотодиода, для различных длин волн оптического излучения представлены на рисунке 3. Точка 1 была выбрана потому, что для нее наблюдались наибольшие значения пропускной способности для всех длин волн и диаметров изгиба независимо от типа оптического волокна.

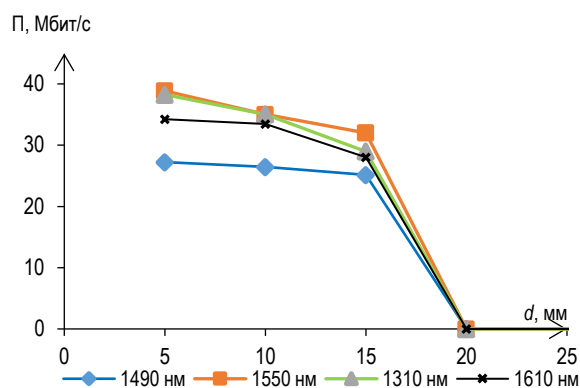


Рис. 3. Зависимость пропускной способности от диаметра изгиба для различных длин волн оптического излучения

Fig. 3. Dependence of the Bandwidth on the Diameter of the Bend for Different Wavelengths of Optical Radiation

Из полученных зависимостей следует, что при диаметре изгиба 5 мм значение пропускной способности было максимальным для всех длин волн. Для диаметров изгиба волокна от 5 до 15 мм пропускная способность уменьшается, и эта зависимость была близка к линейной. При диаметре изгиба 20 мм и более пропускная способность становилась равной нулю. Для других оптических волокон эти зависимости имели аналогичный вид и поведение. Наибольшая пропускная способность для всех исследуемых длин волн оптического излучения при одинаковой мощности, поступающей на вход оптического волокна, наблюдалась для изгибов с диаметром 5 мм при длине волны 1490 нм. Величина пропускной способности в этом случае составляла 34, 39, 33 Мбит/с для оптических волокон G.652, G.655 и G.657, соответственно. Таким образом, наибольшую пропускную способность удастся получить для волокна G.655. Максимальное значение пропускной способности излучения с длиной волны 1490 нм для всех диаметров изгиба связано с тем, что фотодиоды ФД-10ГА имеют наибольшую чувствительность на этой длине волны (см. таблицу 1).



В таблице 3 представлены значения отношения сигнал/шум и пропускной способности для различных длин волн и точек расположения фотодиода (см. рисунок 1) при диаметре изгиба 5 мм.

**ТАБЛИЦА 3. Характеристики канала утечки информации**

TABLE 3. Leakage Channel Characteristics

| Оптическое волокно | Длина волны, нм | Точки 1 / 2 / 3      |                                |
|--------------------|-----------------|----------------------|--------------------------------|
|                    |                 | Отношение сигнал/шум | Пропускная способность, Мбит/с |
| G.655              | 1310            | 13,9 / 13,1 / 9,0    | 34,2 / 33,4 / 28,0             |
|                    | 1490            | 20,0 / 15,5 / 9,4    | 39,0 / 35,8 / 30,0             |
|                    | 1550            | 18,2 / 14,5 / 9,0    | 37,6 / 34,5 / 28,6             |
|                    | 1610            | 9,6 / 7,2 / 4,5      | 29,5 / 25,9 / 20,0             |
| G.652              | 1310            | 9,4 / 7,4 / 6,1      | 29,1 / 26,1 / 23,7             |
|                    | 1490            | 13,7 / 9,2 / 7,8     | 34,0 / 28,9 / 26,8             |
|                    | 1550            | 11,5 / 8,4 / 6,7     | 31,7 / 27,7 / 24,8             |
|                    | 1610            | 7,9 / 6,4 / 5,7      | 27,0 / 24,3 / 22,9             |
| G.657              | 1310            | 6,6 / 5,3 / 4,8      | 24,6 / 21,9 / 20,7             |
|                    | 1490            | 12,5 / 6,7 / 6,1     | 32,8 / 24,7 / 23,7             |
|                    | 1550            | 8,7 / 5,5 / 5,1      | 28,1 / 22,4 / 21,5             |
|                    | 1610            | 4,0 / 3,5 / 2,6      | 18,4 / 16,9 / 13,1             |

Для одного и того же оптического волокна и неизменной длины волны оптического излучения наблюдалось следующее: чем больше расстояние от источника оптического излучения до рассматриваемой точки расположения фотодиода, тем меньше значение пропускной способности канала утечки информации в этой точке. Это обусловлено тем, что чем дальше находится точка от источника оптического излучения, тем меньшая мощность оптического излучения доходит до нее и тем меньше для нее значение отношения сигнал/шум (см. таблицу 3), а пропускная способность при постоянной полосе частот  $B$  зависит от отношения сигнал/шум – выше пропускная способность.

Выполнено сравнение пропускной способности двух каналов связи. Один канал связи создан на основе оптического волокна длиной 1 м, в котором отсутствуют изгибы. Другой – такой же длины, но с изгибом волокна (канал утечки информации). Для передачи информации в эти волокна подавались импульсы оптического излучения одинакового вида и мощности. Длина волны составляла 1310 нм, так как излучение на этой частоте испыты-

тывает меньшие потери мощности в области изгиба по сравнению с другими длинами волн [13, 14]. Для регистрации оптического излучения в этих каналах использовался фотодиод ФД-10ГА. Было установлено, что пропускная способность канала утечки информации меньше, чем канала связи на основе оптического волокна без изгибов. Пропускная способность последнего составляла 60 Мбит/с для всех исследуемых волокон. Пропускная способность канала утечки информации при диаметре изгиба волокна 5 мм имела значения приблизительно 29, 34 и 25 Мбит/с для волокон G.652, G.655 и G.657, соответственно. Это составляет в среднем 49 % от пропускной способности канала на основе оптического волокна без изгибов.

### Заключение

Установлено, что увеличение диаметра изгиба оптического волокна приводит к уменьшению мощности оптического излучения, выходящего за его пределы. Во всем диапазоне диаметров наибольшее значение мощности этого излучения наблюдалось для оптического волокна G.655, а наименьшее – для G.657.

Установлено, что пропускная способность канала утечки информации, сформированного в области изгиба оптического волокна, зависит от типа волокна и диаметра его изгиба. Так уменьшение диаметра изгиба приводило к увеличению пропускной способности канала утечки информации. При диаметре изгиба 5 мм значение пропускной способности было максимальным для всех исследуемых длин волн. При диаметре изгиба 20 мм и более пропускная способность канала утечки информации была равной нулю. Для одинаковых диаметров изгиба оптического волокна пропускная способность канала утечки информации была меньше у волокна G.657 при всех исследуемых длинах волн излучения.

Показано, что пропускная способность канала утечки информации зависит от местоположения фотодиода, применяемого для регистрации оптического излучения, снимаемого с изгиба оптического волокна. Чем дальше расстояние от источника оптического излучения до точки изгиба волокна, с которой регистрируется излучение фотодиодом, тем меньше значение пропускной способности канала утечки информации.

### Список источников

1. Govind P. Agrawal Fiber-Optic Communication Systems. New York: Wiley-Interscience, 2002. 530 p.
2. Дмитриев С.А., Слепов Н.Н. Волоконно-оптическая техника: современное состояние и новые перспективы. М: Техносфера, 2010. 576 с.
3. Убайдуллаев Р.Р. Волоконно-оптические сети. М.: Эко-Трендз, 2001. 263 с.
4. Зеневич А.О. Обнаружители утечки информации из оптического волокна. Минск: Белорусская государственная академия связи, 2017. 143 с.
5. Унгер Г. Оптическая связь. М.: Связь, 1979. 264 с.
6. Шубин В.В. Информационная безопасность волоконно-оптических систем. Саров: РФЯЦ-ВНИИЭФ, 2015. 257 с.

7. Iqbal M.Z., Fathallah H., Belhadj N. Optical fiber tapping: Methods and precautions // Proceedings of the 8th International Conference on High-capacity Optical Networks and Emerging Technologies (Riyadh, Saudi Arabia, 19–21 December 2011). IEEE, 2011. PP. 164–168. DOI:10.1109/HONET.2011.6149809
8. Бараночников М.Л. Приемники инфракрасного излучения. Состояние разработок и промышленного выпуска, перспективы развития и прогнозы. Аналитический обзор. М.: 1985. 94 с.
9. Листвин А.В., Листвин В.Н., Швырков Д.В. Оптические волокна для линий связи. М.: ЛЕСА Рарт, 2003. 107 с.
10. Гулаков И.Р., Зеневич А.О., Кочергина О.В., Матковская Т.А. Характеристики германиевых лавинных фотодиодов в режиме счета фотонов // Известия Национальной академии наук Беларуси. Серия физико-технических наук. 2022. Т. 67. № 2. С. 228–235. DOI:10.29235/1561-8358-2022-67-2-222-229
11. ГОСТ Р 52266–2020 Кабели оптические. Общие технические условия. М.: Стандартинформ, 2020.
12. ГОСТ 17772–88 Приемники излучения полупроводниковые фотоэлектрические и фотоприемные устройства. Методы измерения фотоэлектрических параметров и определения характеристик. М.: Издательство стандартов, 1988. 64 с.
13. Рекомендация МСЭ-Т G652 (11/2016) Характеристики одномодового оптического волокна и кабеля.
14. Рекомендации МСЭ-Т G657 (11/2016) Характеристики одномодового оптического волокна и кабеля, не чувствительного к потерям на изгибе.

## References

1. Govind P. Agrawal *Fiber-Optic Communication Systems*. New York: Wiley-Interscience; 2002. 530 p.
2. Dmitriev S.A., Slepov N.N. *Fiber-Optic Technology: Current State and New Prospects*. Moscow: Tekhnosfera Publ.; 2010. 576 p. (in Russ.)
3. Ubaydullaev R.R. *Fiber-Optic Networks*. Moscow: Eco-Trends Publ.; 2001. 263 p. (in Russ.)
4. Zenevich A.O. *Detectors of Information Leakage from Optical Fiber*. Minsk: Belarusian State Academy of Communications Publ.; 2017. 143 p. (in Russ.)
5. Unger G. *Optical Communication*. Moscow: Svyaz' Publ.; 1979. 264 p. (in Russ.)
6. Shubin V.V. *Information Security of Fiber-Optic Systems*. Sarov: Russian Federal Nuclear Center – All-Russian Scientific Research Institute of Experimental Physics Publ.; 2015. 257 p. (in Russ.)
7. Iqbal M.Z., Fathallah H., Belhadj N. Optical fiber tapping: Methods and precautions. *Proceedings of the 8th International Conference on High-capacity Optical Networks and Emerging Technologies, 19–21 December 2011, Riyadh, Saudi Arabia*. IEEE; 2011. p.164–168. DOI:10.1109/HONET.2011.6149809
8. Baranochnikov M.L. *Infrared Radiation Receivers. The State of Development and Industrial Output, Development Prospects and Forecasts. Analytical Review*. Moscow: 1985. 94 p. (in Russ.)
9. Listvin A.V., Listvin V.N., Shvyrkov D.V. *Optical Fibers for Communication Lines*. Moscow: LESA Rart Publ.; 2003. 107 p. (in Russ.)
10. Gulakov I.R., Zenevich A.O., Kochergina O.V., Matkovskaia T.A. Study of the characteristics of germanium avalanche photodiodes in the photon counting mode. *Proceedings of the National Academy of Sciences of Belarus, Physical-Technical Series*. 2022;67(2):228–235. DOI:10.29235/1561-8358-2022-67-2-222-229
11. GOST R 52266–2020 *Fibre optical cables. General specifications*. Moscow: Standartinform Publ.; 2020. (in Russ.)
12. GOST R 17772–88 *Semiconducting photoelectric detectors and receiving photoelectric devices. Methods of measuring photoelectric parameters and determining characteristics*. Moscow: Izdatel'stvo standartov Publ.; 1988. 64 p. (in Russ.)
13. Rec. ITU-T G652 (11/2016) *Characteristics of single-mode optical fiber and cable*.
14. Rec. ITU-T G657 (11/2016) *Characteristics of a bending loss insensitive single mode optical fibre and cable for the access network*.

Статья поступила в редакцию 08.08.2022; одобрена после рецензирования 09.09.2022; принята к публикации 12.09.2022.

The article was submitted 08.08.2022; approved after reviewing 09.09.2022; accepted for publication 12.09.2022.

## Информация об авторах:

**ГУЛАКОВ**  
**Иван Романович**

доктор физико-математических наук, профессор кафедры математики и физики  
Белорусской государственной академии связи  
 <https://orcid.org/0000-0002-7330-9928>

**ЗЕНЕВИЧ**  
**Андрей Олегович**

доктор технических наук, профессор, ректор Белорусской государственной академии связи  
 <https://orcid.org/0000-0002-5930-1401>

**КОЧЕРГИНА**  
**Ольга Викторовна**

аспирант кафедры математики и физики Белорусской государственной академии связи  
 <https://orcid.org/0000-0002-3597-0395>

**МАТКОВСКАЯ**  
**Татьяна Александровна**

аспирант кафедры математики и физики Белорусской государственной академии связи  
 <https://orcid.org/0000-0002-1499-6158>

Научная статья

УДК 621.391

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-50-56



# Исследование качества обслуживания трафика реального времени в условиях сложной помеховой обстановки

Евгений Александрович Новиков<sup>1</sup>, novikov.evg.alex@yandex.ru

Андрей Сергеевич Севостьянов<sup>1</sup>✉, andrei17365@mail.ru

Александр Геннадьевич Шадрин<sup>1</sup>, ag\_shadrin@mail.ru

<sup>1</sup>Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского,  
Санкт-Петербург, 197198, Российская Федерация

**Аннотация:** В статье проведено исследование процесса обслуживания трафика в сети радиосвязи в условиях сложной помеховой обстановки на основе аналитического и имитационного моделирования. Разработана аналитико-имитационная модель обслуживания трафика реального времени в сложной помеховой обстановке, алгоритм расчета одноканальной системы массового обслуживания с экспоненциальным распределением времени между поступающими заявками и гамма-распределением времени обслуживания в канале.

**Ключевые слова:** гамма-распределение, система массового обслуживания, имитационное моделирование, MATLAB/Simulink/Stateflow, параллельные стохастические развивающиеся процессы

**Ссылка для цитирования:** Новиков Е.А., Севостьянов А.С., Шадрин А.Г. Исследование качества обслуживания трафика реального времени в условиях сложной помеховой обстановки // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 3. С. 50–56. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-50-56

## Study of the Service Quality of Real Time Traffic in a Complex Interference Environment

Evgeny Novikov<sup>1</sup>, novikov.evg.alex@yandex.ru

Andrey Sevostyanov<sup>1</sup>✉, andrei17365@mail.ru

Alexander Shadrin<sup>1</sup>, ag\_shadrin@mail.ru

<sup>1</sup>Military Aerospace Academy,  
St. Petersburg, 197198, Russian Federation

**Abstract:** The process of servicing traffic in a radio communication network in a complex interference environment is studied based on analytical and simulation modeling. A developed analytic-simulation model for servicing real-time traffic in a complex interference environment is described along with an algorithm for calculating a single-channel queuing system with an exponential time distribution between incoming requests and gamma distribution of service time in a channel.

**Keywords:** gamma distribution, queuing system, simulation modeling, MATLAB/Simulink/Stateflow, parallel stochastic developing processes

**For citation:** Novikov E., Sevostyanov A., Shadrin A. Study of the Service Quality of Real Time Traffic in a Complex Interference Environment. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(3):50–56. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-50-56

## ВВЕДЕНИЕ

Функционирование современных сетей радиосвязи зачастую связано с воздействием на них электромагнитных помех различного происхождения. В случае умышленного формирования помеховых воздействий на линию связи возникает задача оптимального маневра имеющимся радиоресурсом с целью передачи трафика реального времени с требуемым качеством. При этом для выработки алгоритма маневра радиоресурсом в условиях преднамеренного воздействия необходимо знать, как в таком случае происходит обслуживание трафика реального времени в канале, т. е. закон распределения длительности передачи пакета трафика. Концептуальная модель процесса конфликтного взаимодействия радиотехнических систем представлена на рисунке 1.

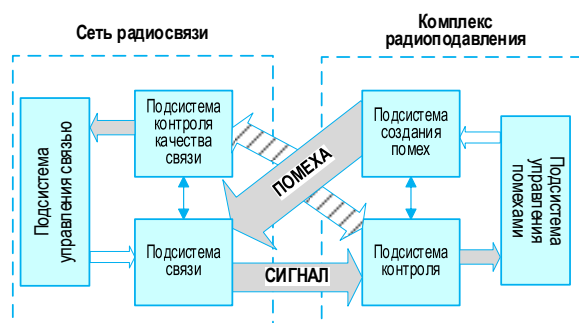


Рис. 1. Концептуальная модель процесса конфликтного взаимодействия радиотехнических систем

Fig. 1. Conceptual Model of the Radio Engineering Systems Conflict Interaction Process

Для исследования взаимодействия сложных радиотехнических систем (СРТС) часто используют имитационное или аналитико-имитационное моделирование. Проведение натурных испытаний ввиду дороговизны и ответственности решаемых задач такими системами является нецелесообразным, а зачастую и невозможным, а исследование функционирования СРТС аналитическими методами может быть затруднено в виду высокой сложности математического описания. В работе [1] представлен подход описания процесса функционирования СРТС в условиях целенаправленного помехового воздействия на основе использования математического аппарата параллельных развивающихся стохастических процессов. В данной статье представлено исследование пропускной способности радиоканала, функционирующего в условиях сложной помеховой обстановки при передаче трафика реального времени на основе применения гипердельтной аппроксимации на этапе аналитического моделирования и элементов математического аппарата параллельных развивающихся стохастических процессов на этапе имитационного моделирования в среде MATLAB/Stateflow/Simulink.

## КОНЦЕПТУАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ В СЛОЖНОЙ ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКЕ

В качестве объекта исследования в статье рассмотрена сеть радиосвязи (рисунок 2), действующая в сложной помеховой обстановке и передающая трафик реального времени, требования по качеству обслуживания которого определяются следующим образом:

- предельное время «жизни» пакета –  $T = 400$  мс;
- допустимый процент потерь –  $P_{\text{пот.}} < 1\%$ .

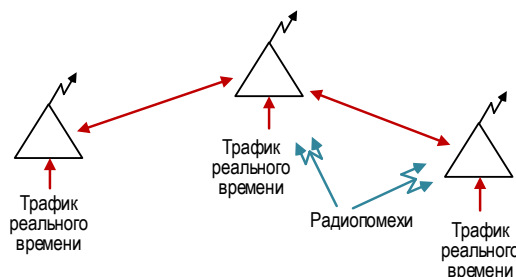


Рис. 2. Сеть радиосвязи в условиях сложной помеховой обстановки

Fig. 2. Radio Communication Network in a Complex Interference Situation

Процесс поступления трафика на радиостанцию описывается экспоненциальным законом, при этом распределение времени передачи пакета в радиоканале в сложной помеховой обстановке, как показано в [1], может быть аппроксимировано гамма-распределением, плотность которого описывается соотношением:

$$f_{\gamma}(x) = \begin{cases} \frac{\theta^k}{\Gamma(k)} x^{k-1} e^{-\theta x}, & x > 0, \\ 0, & x < 0, \end{cases} \quad (1)$$

где  $k \geq 0, \theta \geq 0$ .

## МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ МИНИМИЗАЦИИ РЕСУРСА ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ РАДИОКАНАЛА В УСЛОВИЯХ СЛОЖНОЙ ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКИ

Для описания процесса передачи трафика по радиоканалу, функционирующему в условиях сложной помеховой обстановки, рассмотрим систему массового обслуживания (СМО) (рисунок 3), описываемую в нотации Кендала следующим образом:  $M/g/1/N$ .



Рис. 3. Система массового обслуживания  $M/g/1/N$

Fig. 3. Queuing System  $M/g/1/N$

Для исследования пропускной способности радиоканала, как правило, проводят расчет СМО. Однако аналитический расчет СМО с длительностью обслуживания трафика, распределенной по гамма-



закону, представляет собой сложную задачу. Известен подход, основанный на гипердельтной аппроксимации, который позволяет получить приближенную аппроксимацию произвольной функции распределения [2–4].

Задача расчета СМО типа  $M/g/1/N$  заключается в определении минимального значения пропускной способности  $\mu$  СМО, которое обеспечивало бы вероятность потерь не хуже требуемой ( $0 < P_{\text{пот.}} \leq P_{\text{пот.треб}}$ ) при обслуживании трафика реального времени с интенсивностью  $\lambda$ :

$$\mu_{0 < P_{\text{пот.}} \leq P_{\text{пот.треб}}} \rightarrow \min. \quad (2)$$

### АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РАСЧЕТА НЕМАРКОВСКОЙ МОДЕЛИ $M/g/1/N$

Как правило, для расчета СМО принято использовать подход, основанный на построении графа марковской цепи с последующим решением системы уравнений Колмогорова – Чепмана. В рассматриваемом случае с учетом принятых распределений вероятностей такой подход не может быть применен. В этой связи предлагается использовать подход к расчету системы  $M/g/1/N$ , основанный на построении системы уравнений баланса в изображениях Лапласа. Соответствующий граф в изображениях Лапласа показан на рисунке 4, где символы  $*$  и  $s$  – изображение Лапласа и его комплексной переменной;  $a^*(s)$  – изображение Лапласа функции плотности экспоненциального распределения;  $b^*(s)$  – изображение Лапласа функции плотности гамма-распределения;  $\alpha$  – условная вероятность поступления нового пакета;  $\beta$  – условная вероятность обслуживания текущего пакета.

Условные вероятности задаются следующими соотношениями:

$$\alpha = \int_0^{\infty} (1 - B(x)) dA(x) = \int_0^{\infty} \left( 1 - \frac{\theta^k \int_0^x x^{k-1} e^{-\theta t} dt}{\Gamma(k)} \right) \lambda e^{-\lambda x} dx, \quad (3)$$

$$\beta = \int_0^{\infty} (1 - A(x)) dB(x) = \int_0^{\infty} [1 - (1 - e^{-\lambda x})] \frac{\theta^k (x^{k-1} e^{-\theta x})}{\Gamma(k)} dx, \quad (4)$$

где  $A(x) = 1 - e^{-\lambda x}$  и  $B(x) = \frac{\theta^k \int_0^x x^{k-1} e^{-\theta t} dt}{\Gamma(k)}$  – функции экспоненциального распределения и гамма-распределения, соответственно.

Система уравнений баланса для графа состояний одноканальной СМО, представленной в изображениях Лапласа, выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} a^*(s)P_1^*(s) = \beta b^*(s)P_2^*(s); \\ (\alpha a^*(s) + \beta b^*(s))P_2^*(s) = a^*(s)P_1^*(s) + b^*(s)P_3^*(s); \\ \vdots \\ b^*(s)P_N^*(s) = \alpha a^*(s)P_{N-1}^*(s); \\ \sum_{i=0}^N P_i^*(s) = \frac{1}{s}, \end{cases} \quad (5)$$

где  $\sum_{i=0}^N P_i^*(s) = \frac{1}{s}$  – условие нормирования изображений вероятностей.

Решением системы уравнений (5) являются выражения для вероятностей состояний системы в изображениях Лапласа (6).

$$\begin{cases} P_1^*(s) = \frac{1}{s} \left[ 1 + \frac{\alpha^{N-2} a^*(s)^{N-1}}{\beta^{N-2} b^*(s)^{N-1}} + \sum_{i=1}^{N-2} \frac{\alpha^{i-1} a^*(s)^i}{\beta^i b^*(s)^i} \right]^{-1}; \\ P_2^*(s) = \frac{1}{s} \left[ \frac{\beta b^*(s)}{a^*(s)} + \frac{\alpha^{N-2} a^*(s)^{N-2}}{\beta^{N-3} b^*(s)^{N-2}} + \sum_{i=1}^{N-2} \left( \frac{\alpha a^*(s)}{\beta b^*(s)} \right)^{i-1} \right]^{-1}; \\ \vdots \\ P_{n=3, N-2}^*(s) = \frac{1}{s} \left[ \frac{\beta^{N-n} b^*(s)^{N-n}}{\alpha^{N-n-1} a^*(s)^{N-n}} + \frac{\alpha^{n-1} a^*(s)^{n-1}}{\beta^{n-2} b^*(s)^{n-1}} + \sum_{i=1}^{N-2} \left( \frac{\alpha a^*(s)}{\beta b^*(s)} \right)^{n-1-i} \right]^{-1}; \\ \vdots \\ P_{N-1}^*(s) = \frac{1}{s} \left[ \frac{\alpha a^*(s)}{b^*(s)} + \frac{\beta^{N-2} b^*(s)^{N-2}}{\alpha^{N-3} a^*(s)^{N-2}} + \sum_{i=1}^{N-2} \left( \frac{\beta b^*(s)}{\alpha a^*(s)} \right)^{i-1} \right]^{-1}; \\ P_N^*(s) = \frac{1}{s} \left[ 1 + \frac{\beta^{N-2} b^*(s)^{N-1}}{\alpha^{N-2} a^*(s)^{N-1}} + \sum_{i=1}^{N-2} \frac{\beta^{i-1} b^*(s)^i}{\alpha^i a^*(s)^i} \right]^{-1}; \\ \sum_{i=0}^N P_i^*(s) = \frac{1}{s}. \end{cases} \quad (6)$$

Используя подход на основе гипердельтной аппроксимации произвольных плотностей распределений, можно получить выражения для функций плотностей экспоненциального и гамма-распределений. Для этого предварительно необходимо определить их первые три начальных момента:

$$\nu_s = \int_0^{\infty} x^s f(x) dx, \quad (7)$$

где  $s$  – порядок начального момента.

Далее, на основе использования полученных моментов распределений вычисляются соотношения для поиска коэффициентов гипердельтной аппроксимации плотностей гамма-распределения и экспоненциального распределения с использованием метода моментов:

$$\begin{aligned} C_1 + C_2 &= 1; \quad C_1 T_1 + C_2 T_2 = \nu_1; \\ C_1 T_1^2 + C_2 T_2^2 &= \nu_2; \quad C_1 T_1^3 + C_2 T_2^3 = \nu_3, \end{aligned} \quad (8)$$

которые имеют следующий вид (9, 10).

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{1}{2} \left[ 1 + \frac{(3\nu_2\nu_1 - \nu_3 - 2\nu_1^3)}{\sqrt{\nu_3^2 - 6\nu_3\nu_2\nu_1 - 3\nu_2^2\nu_1^2 + 4\nu_3\nu_1^3 + 4\nu_2^3}} \right]; \\ C_2 &= \frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{(3\nu_2\nu_1 - \nu_3 - 2\nu_1^3)}{\sqrt{\nu_3^2 - 6\nu_3\nu_2\nu_1 - 3\nu_2^2\nu_1^2 + 4\nu_3\nu_1^3 + 4\nu_2^3}} \right], \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{\nu_3 - \nu_2\nu_1 - \sqrt{\nu_3^2 - 6\nu_3\nu_2\nu_1 - 3\nu_2^2\nu_1^2 + 4\nu_3\nu_1^3 + 4\nu_2^3}}{2(\nu_2 - \nu_1^2)}; \\ T_2 &= \frac{\nu_3 - \nu_2\nu_1 + \sqrt{\nu_3^2 - 6\nu_3\nu_2\nu_1 - 3\nu_2^2\nu_1^2 + 4\nu_3\nu_1^3 + 4\nu_2^3}}{2(\nu_2 - \nu_1^2)}. \end{aligned} \quad (10)$$

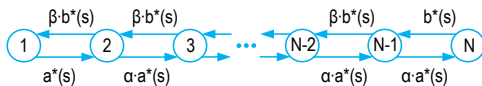


Рис. 4. Граф состояний одноканальной СМО в изображениях Лапласа

Fig. 4. Graph of a Single-Channel Queueing System States in Laplace Images

Аппроксимированные плотности вероятностей используемых законов распределений определяются в соответствии с соотношением:

$$f_{\text{ан}}(t) = C_1 \Delta(t - T_1) + C_2 \Delta(t - T_2), \quad (11)$$

где  $\Delta(t - T)$  – дельта-функция Дирака со смещением  $T$ .

Применив к формулам аппроксимированных плотностей вероятности преобразование Лапласа, можно получить следующие выражения плотностей вероятности в изображениях Лапласа:

$$\begin{aligned} a^*(s) &= L[f_{\text{ан}}^{\text{exp}}(t)] = C_1^{\text{exp}} e^{-T_1^{\text{exp}} s} + C_2^{\text{exp}} e^{-T_2^{\text{exp}} s}; \\ b^*(s) &= L[f_{\text{ан}}^{\gamma}(t)] = C_1^{\gamma} e^{-T_1^{\gamma} s} + C_2^{\gamma} e^{-T_2^{\gamma} s}. \end{aligned} \quad (12)$$

Используя формулы Алфрея [5], можно перейти от изображений Лапласа (12) к приближенным выражениям, полученным относительно переменной времени:

$$f(t) \approx s f^*(t) \quad \text{при } s = \frac{1}{t}. \quad (13)$$

Получить систему уравнений баланса, решенную относительно переменной времени, можно путем следующих преобразований. Предварительно необходимо рассчитать соотношения для условных вероятностей (3–4), а также соотношения для плотностей распределений в изображениях Лапласа (12).

Подставив получившиеся выражения в систему уравнений (6) и приведя подобные, производится замена переменной в соответствии с формулой Алфрея (13). Решение преобразованной системы уравнений (6) позволяет получить конечные значения вероятностей состояний системы не только в стационарном режиме, но и в переходных нестационарных режимах.

#### АНАЛИТИКО-ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ОБСЛУЖИВАНИЯ ТРАФИКА РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ

Аналитико-имитационное моделирование проводилось в четыре этапа.

*Этап 1.* Исследование времени передачи пакета трафика в канале.

*Этап 2.* Аппроксимация времени передачи в канале экспоненциальным распределением и гамма-распределением.

*Этап 3.* Расчет параметров входного потока для различных законов распределения при ограничениях на процент потерь пакетов трафика.

*Этап 4.* Получение вероятности потерь путем имитационного моделирования для различных параметров входного потока, полученных на 3 этапе.

На первом этапе для исследования использовалась имитационная модель канала в условиях сложной помеховой обстановки, построенная на основе программного продукта MATLAB/Simulink/Stateflow [6]. Объем статьи не позволяет произвести расшифровку синтаксиса программного продукта MATLAB/Simulink/Stateflow.

Модель канала включает в себя модели комплекса радиосвязи (рисунки 5, 7) и комплекса радиоподавления (рисунки 6, 8).

В момент занятия канала имитируется передача трафика в сети радиосвязи в условиях сложной помеховой обстановки. В ходе исследования путем многократного прогона имитационной модели был получен массив из  $10^6$  значений времени передачи пакета трафика в канале.

На втором этапе была проведена аппроксимация массива значений времени передачи пакета в канале экспоненциальным распределением и гамма-распределением. При аппроксимации экспоненциальным распределением был получен параметр  $\mu$ , равный 0,049, а при аппроксимации гамма-распределением были получены:  $k = 6,8$  и  $\theta = 3$ .

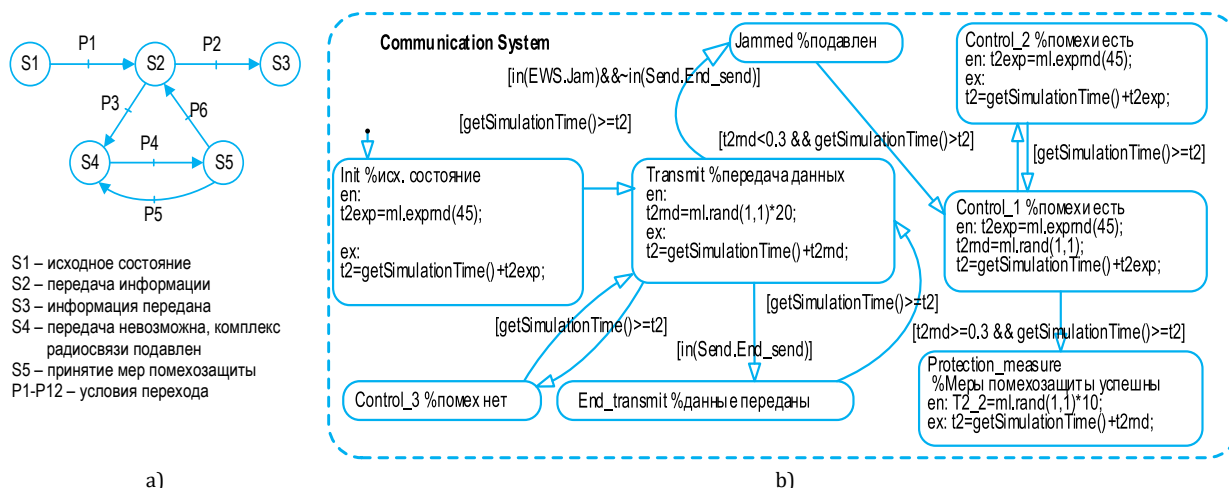


Рис. 5. Модель комплекса радиосвязи: а) структура; б) программная реализация

Fig. 5. Model of the Radio Communication Complex: a) Structure; b) Software Implementation

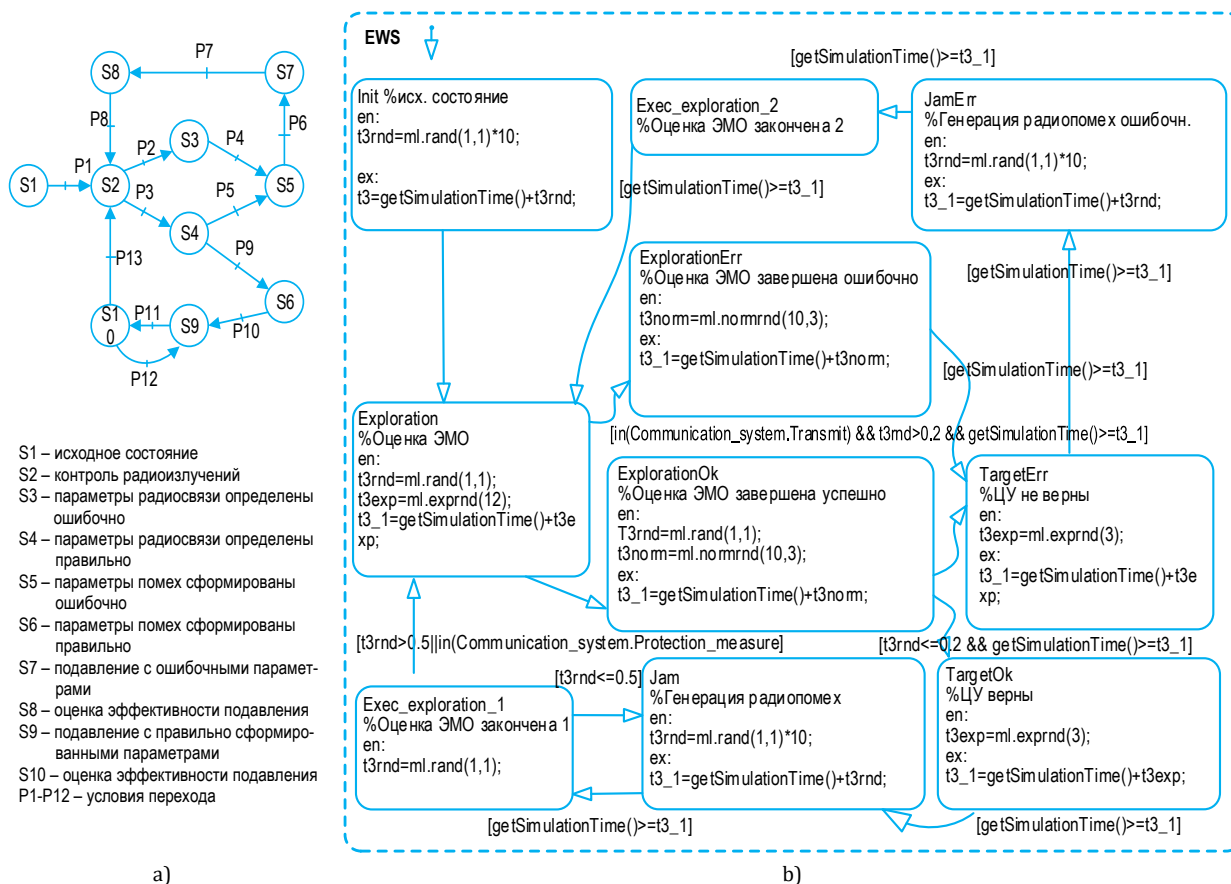


Рис. 6. Модель комплекса радиоподавления: а) структура; б) программная реализация

Fig. 6. Model of the Radio Suppression Complex: a) Structure; b) Software Implementation

На третьем этапе, используя известный расчет марковской модели СМО  $M/M/1/1$  [7], была получена интенсивность входного потока  $\lambda_1 = 0,001$ , при аппроксимации времени обслуживания экспоненциальным распределением и вероятности потери пакета  $P_{\text{пот.}} < 0,01$ .

Для расчета параметров входного потока, в случае аппроксимации времени обслуживания в канале гамма-распределением, были использованы формулы (3–13), в результате применения которых была получена интенсивность входного потока  $\lambda_2 = 0,007$ , обеспечивающая вероятности потери пакета  $P_{\text{пот.}} < 0,01$ .

На четвертом этапе было проведено моделирование с использованием имитационной модели СМО, построенной на основе программного продукта MATLAB/Simulink/Stateflow. Модель состоит из трех диаграмм состояний (Chart): «Источник», «Буфер» и

«Канал» (рисунок 9). В диаграмме состояний «Источник» (рисунок 10а) имитируется генерация трафика с длительностью интервалов времени между пакетами, распределенной по экспоненциальному закону.

Диаграмма состояний «Канал» (рисунок 10б) применялась на первом этапе и подробно описана выше. В результате имитационного моделирования были получены следующие результаты:

– для интенсивности входного потока  $\lambda_1 = 0,001$  (в случае аппроксимации времени обслуживания в канале экспоненциальным распределением) вероятность потери пакета трафика составила  $P_{\text{пот}} = 0,0008$ ;

– для интенсивности входного потока  $\lambda_2 = 0,007$  (в случае аппроксимации времени обслуживания в канале гамма-распределением) вероятность потери пакета трафика составила  $P_{\text{пот}} = 0,0099$ .

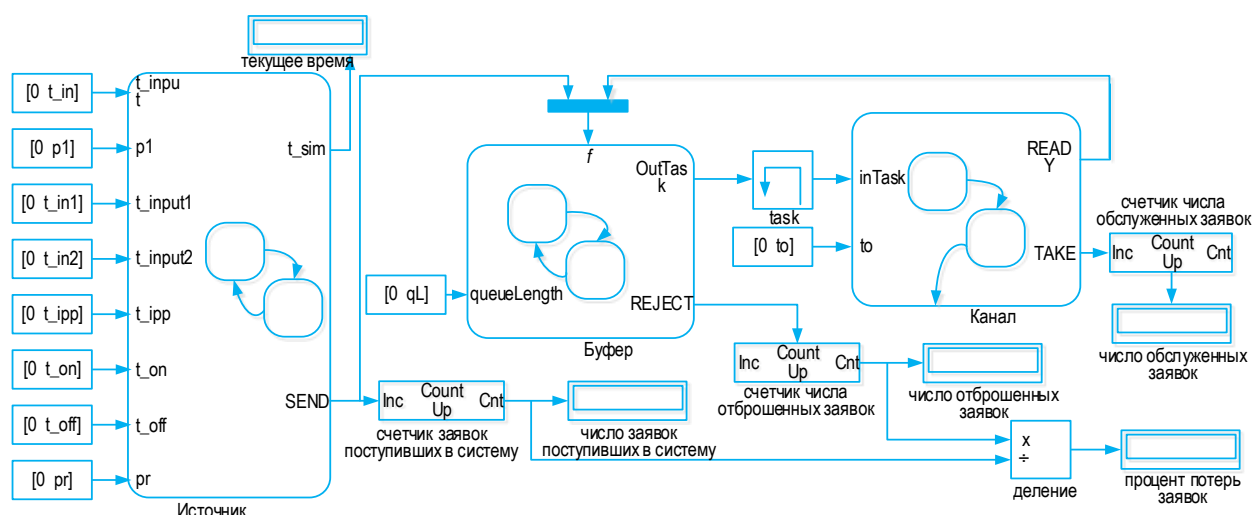


Рис. 9. Модель генерации и обслуживания трафика сложной структуры

Fig. 9. A Model of Generating and Servicing Traffic of a Complex Structure

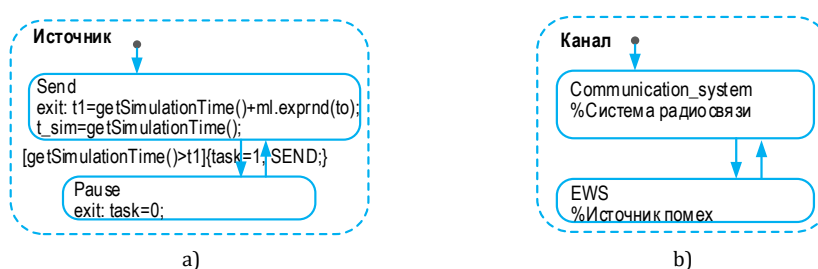


Рис. 10. Диаграмма состояний «Источник» (а) и «Канал» (б)

Fig. 10. Diagram of the "Source" (a) and "Channel" (b) States

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты аналитико-имитационного моделирования показали, что аппроксимация времени обслуживания пакета в канале радиосвязи в сложной помеховой обстановке экспоненциальным законом дает грубую оценку процесса обслуживания в ка-

нале по сравнению с аппроксимацией гамма-распределением, что приводит к существенному недоиспользованию канального ресурса. В результате интенсивность входного потока при аппроксимации экспоненциальным распределением получается в 7 раз меньше, чем может обслужить канал с



требуемым качеством. Фактически ресурс радиоканала используется всего на 14 %. Аппроксимация времени обслуживания в канале в условиях сложной помеховой обстановки гамма-распределением позволяет максимально использовать имеющийся

канальный ресурс. А применение гипердельтной аппроксимации гамма-распределения позволяет точно рассчитать требуемую пропускную способность канала для известного потока.

#### Список источников

1. Мальцев Г.Н., Вознюк В.В., Туктамышев М.Р. Моделирование конфликта сложных радиотехнических систем методом параллельных развивающихся стохастических процессов // Информационно-управляющие системы. 2013. № 5(66) С. 26–33.
2. Смагин В.А., Филимоныхин Г.В. О моделировании случайных процессов на основе гипердельтного распределения // Автоматика и вычислительная техника. 1990. № 3. С. 25–31.
3. Смагин В.А., Гусеница Я.Н. Моделирование одноканальных нестационарных систем обслуживания, представленных циклическим графом состояний // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2016. Т. 59. № 10. С. 801–806. DOI:10.17586/0021-3454-2016-59-10-801-806
4. Смагин В.А. Коррекция гипердельтного распределения в теории случайных процессов // Информация и космос. 2015. № 4. С. 68–72.
5. Смагин В.А. Немарковские задачи теории надежности. Л.: МО СССР, 1982. 269 с.
6. Сирота А.А. Компьютерное моделирование и оценка эффективности сложных систем. М.: Техносфера, 2006. 280 с.
7. Клейнрок Л. Вычислительные системы с очередями. Пер. с англ. М.: Мир, 1979. 600 с.

#### References

1. Maltsev G.N., Voznyuk V.V., Tuktamyshev M.R. Modeling the Conflict of Complex Radio Engineering Systems by the Method of Parallel Developing Stochastic Processes. *Information and Control Systems*. 2013;5(66):26–33. (in Russ.)
2. Smagin V.A., Filimonikhin G.V. On Modeling Random Processes Based on Hyperdelta Distribution. *Avtomatika i vychislitelnaia tekhnika*. 1990;3:25–31. (in Russ.)
3. Smagin V.A., Gusenitsa Ya.N. Modeling Single-Channel Non-Stationary Queueing Systems Presented in the Form of a Cyclic Graph of States. *Journal of Instrument Engineering*. 2016;59(10):801–806. (in Russ.) DOI:10.17586/0021-3454-2016-59-10-801-806
4. Smagin V.A. Adjusting the hyperdelta distribution in the theory of random processes. *Information and Space*. 2015;4:68–72. (in Russ.)
5. Smagin V.A. *Non-Markovian Problems of Reliability Theory*. Leningrad: USSR Ministry of Defense Publ.; 1982. 269 p. (in Russ.)
6. Sirota A.A. *Computer Modeling and Evaluation of the Efficiency of Complex Systems*. Moscow: Tekhnosfera Publ.; 2006. 280 p. (in Russ.)
7. Kleinrock L. *Queueing Systems. Volume 1: Theory*. Wiley-Interscience, 1975. 417 p.

Статья поступила в редакцию 27.04.2022; одобрена после рецензирования 30.09.2022; принята к публикации 08.09.2022.

The article was submitted 27.04.2022; approved after reviewing 30.09.2022; accepted for publication 08.09.2022.

### Информация об авторах:

**НОВИКОВ**  
Евгений Александрович

доктор технических наук, доцент, начальник кафедры сетей и систем связи космических комплексов Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского  
 <https://orcid.org/0000-0003-4632-9824>

**СЕВОСТЬЯНОВ**  
Андрей Сергеевич

адъюнкт кафедры сетей и систем связи космических комплексов Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского  
 <https://orcid.org/0000-0002-2359-6818>

**ШАДРИН**  
Александр Геннадьевич

кандидат технических наук, доцент кафедры сетей и систем связи космических комплексов Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского  
 <https://orcid.org/0000-0002-2830-233X>

Научная статья

УДК 621.396.71

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-57-71



# Проектирование антенных полей передающих радиочентров декаметрового диапазона на основе сверхширокополосных антенных систем

Василий Дмитриевич Пашкевич<sup>1</sup> ✉, pashkevich\_vd@ntiradio.ru

Валерий Михайлович Голубев<sup>1</sup>, aleks-gol1311@yandex.ru

Михаил Сергеевич Проценко<sup>2</sup>, protsenkoms@gmail.com

Михаил Владимирович Юрков<sup>1</sup>, yurkov\_mv@ntiradio.ru

Павел Владимирович Прошин<sup>1</sup>, proshin\_pv@ntiradio.ru

Виктория Игоревна Патяк<sup>1</sup>, patyak\_vi@ntiradio.ru

Андрей Сергеевич Анохин<sup>3</sup>, vmfandrey@mail.ru

<sup>1</sup>АО «Научно-технический институт «Радиосвязь»,  
Санкт-Петербург, 198097, Российская Федерация

<sup>2</sup>Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. М.А. Бонч-Бруевича,  
Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

<sup>3</sup>Военно-морская академия,  
Санкт-Петербург, 197045, Российская Федерация

**Аннотация:** Рассмотрено современное техническое состояние антенных полей коротковолновых стационарных передающих радиочентров. Сформулированы основные требования к антенным системам, которые должны применяться в составе передающих радиочентров для эффективного функционирования на трассах протяженностями 100–5000 км. С помощью методов электродинамического моделирования построены модели наиболее распространенных типов антенных систем КВ-диапазона – логопериодическая, ромбическая горизонтальная двойная, симметричный горизонтальный вибратор, исследованы их энергетические и неэнергетические характеристики. Предложены конструкции модифицированного варианта сверхширокополосной логопериодической структуры, функционирующей в частотном диапазоне 2–30 МГц, активной фазированной решетки, построенной на ее основе. Выполнено сравнение по энергетическим и неэнергетическим параметрам существующих и модифицированных, предлагаемых к замене вариантов антенных систем. Представлены результаты трассовых испытаний с использованием существующих и перспективных антенных систем, функционирующих на реальном объекте, с оценкой эффективности функционирования каждой системы на трассе средней протяженности (2100 км). По совокупности полученных расчетных и экспериментальных результатов предложен вариант построения высокочастотного тракта передающего радиочентра с использованием сверхширокополосных пирамидальных изогнутых логопериодических и штыревых антенн, активных фазированных антенных решеток на их основе с управляемыми диаграммами направленности, а также вариант компоновки антенного поля таких систем в составе объекта.

**Ключевые слова:** передающий радиочентр, активная фазированная антенная решетка, частотный диапазон, ионосферное распространение радиоволн, логопериодическая антенна, полуволновой горизонтальный вибратор, ромбическая антенна, трассовые испытания

**Ссылка для цитирования:** Пашкевич В.Д., Голубев В.М., Проценко М.С., Юрков М.В., Прошин П.В., Патяк В.И., Анохин А.С. Проектирование антенных полей передающих радиочентров декаметрового диапазона на основе сверхширокополосных антенных систем // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 3. С. 57–71. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-57-71

# Design of Antenna Fields for HF Band Transmitting Radio Centers Based on Ultra-Wide-Band Antenna Systems

✉ **Vasiliy Pashkevich**<sup>1</sup>, pashkevich\_vd@ntiradio.ru

**Valeriy Golubev**<sup>1</sup>, aleks-gol1311@yandex.ru

**Mikhail Protsenko**<sup>2</sup>, protsenkoms@gmail.com

**Mikhail Yurkov**<sup>1</sup>, yurkov\_mv@ntiradio.ru

**Pavel Proshin**<sup>1</sup>, proshin\_pv@ntiradio.ru

**Victoria Patyak**<sup>1</sup>, patyak\_vi@ntiradio.ru

**Andrey Anohin**<sup>3</sup>, vmfandrey@mail.ru

<sup>1</sup>JSC Scientific and Technical Institute Radio Communication,  
St. Petersburg, 198097, Russian Federation

<sup>2</sup>The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications,  
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

<sup>3</sup>Kuznetsov Naval Academy,  
St. Petersburg, 197022, Russian Federation

**Abstract:** *The current technical condition of antenna fields used in short-wave stationary transmitting radio centers is considered. The basic requirements for antenna systems used in radio centers to allow effective operation on routes having a length of 100–5000 km are formulated. Models for the most common types of HF-band antenna systems constructed using electrodynamic modeling methods, which include logoperiodic, rhombic horizontal double, symmetrical horizontal vibrator, are described together with their energy and non-energy characteristics. Designs for a modified version of an ultra-wide-band logoperiodic structure and active phased array operating in the frequency range of 2–30 MHz are presented. Energy and non-energy parameters of existing and modified antenna systems proposed for replacement are compared. Presented results of track tests using existing and prospective antenna systems operating on a real object include an assessment of the effectiveness of each system on an average-length radio track (2100 km). The developed approach to constructing a high-frequency path of a transmitting radio center using ultra-wide-band pyramidal curved logoperiodic and pin antennas is based on calculated and experimentally obtained results. Active phased antenna arrays with controlled directional patterns developed on their basis are presented along with an appropriate antenna field layout variant.*

**Keywords:** *transmitting radio center, active phased array antenna, frequency range, ionospheric propagation of radio waves, log-periodic antenna, half-wave horizontal vibrator, rhombic antenna, track tests*

**For citation:** Pashkevich V., Golubev V., Protsenko M., Yurkov M., Proshin P., Patyak V., Anohin A. Design of Antenna Fields for HF Band Transmitting Radio Centers Based on Ultra-Wide-Band Antenna Systems. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(3):57–71. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-57-71

## Введение

В рамках концепции [1–3] построения (модернизации) передающих радиопунктов стационарных узлов связи одной из основных задач является проектирование и компоновка антенного поля с выбором наиболее оптимальных антенно-фидерных устройств (АФУ) по энергетическим и неэнергетическим характеристикам с целью обеспечения максимально эффективного функционирования в составе обслуживаемых радиосетей и радионаправлений.

В настоящее время застройка и планировка антенных полей функционирующих радиопунктов определяется в том числе возможностями местности, отводимой для этих целей, и зависит от типов и электрических параметров применяемых антенн. Необходимость иметь антенны, перекрывающие все многочисленные рабочие азимуты радиопункта, приводит, как правило, к малоупорядоченному расположению антенн и громоздким фидерным коммуникациям.

На передающих радиопунктах для связи на малые (до 500 км) и средние (до 1000–2000 км)

дальности применяются слабонаправленные диапазонные антенны типа ВГ, ВГД, ВГДШ (вибратор горизонтальный диапазонный шунтовой), УГД и УГДШ (угловая горизонтальная диапазонная и шунтовая антенны). Такие антенны, являясь симметричными горизонтальными излучателями с объемными вибраторами, имеют в горизонтальной плоскости круговую (УГД, УГДШ) диаграмму направленности в не более чем двух-трехкратном диапазоне частот и многолепестковую вне частотного диапазона. Для магистральных радиолиний протяженностями более 2000 км, как правило, применяются горизонтальные ромбические антенны различных типоразмеров [3–5]: например, РГД (ромб горизонтальный двойной).

Анализ технических решений, реализованных разработчиками антенных полей в 60–70-х гг. прошлого столетия, позволяет сделать вывод, что для каждого радионаправления с учетом протяженностей радиотрасс и азимутов проектировались АФУ с индивидуальными типоразмерами, в результате чего на объектах появились конструкции [5–7]:

- антенны РГД (типоразмеры:  $\frac{65}{4} \times 1$ ;  $\frac{65}{2,8} \times 0,6$ ;  $\frac{70}{6} \times 1,25$  и др. с различными длинами сторон ромба);
- антенны ВГДШ (типоразмеры:  $\frac{12}{14} \times 2$ ;  $\frac{25}{16} \times 2$ ;  $\frac{14}{16} \times 1,5$ ;  $\frac{8}{12} \times 1,2$ ;  $\frac{24}{25} \times 3$  и др.).

Приведенные типы передающих антенн в составе радиоцентров, как правило, не перекрывают частотный диапазон радиолинии, что приводит к необходимости строительства на заданном азимутальном направлении двух и более антенн типа ВГДШ, РГД для обеспечения маневрированием частотой радиоволн в зависимости от условий проведения сеансов радиосвязи.

Следствием такого подхода, а также поэтапным, по мере необходимости, возведением новых антенн явилось то, что антенное поле типового передающего радиоцентра, в противоречие требованиям, изложенным в [7], представляет собой многотипность антенн и неупорядоченность их взаиморасположения. Примеры таких антенных полей приведены на рисунке 1.

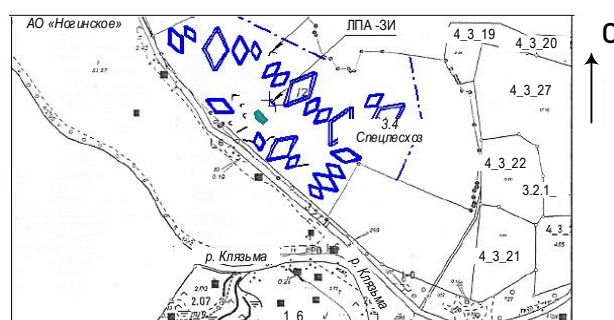
Таким образом, к насущным проблемам антенных полей настоящего времени следует отнести:

- многообразие типов и неупорядоченность расположения АФУ с разветвленным такелажем воздушных фидерных линий, пересекающихся между собой, отсутствие унификации типов; снижение компетенций обслуживающего персонала создает предпосылки к работе радиопередающих устройств на несущих частотах вне частотного диапазона АФУ [8], что приводит к преждевремен-

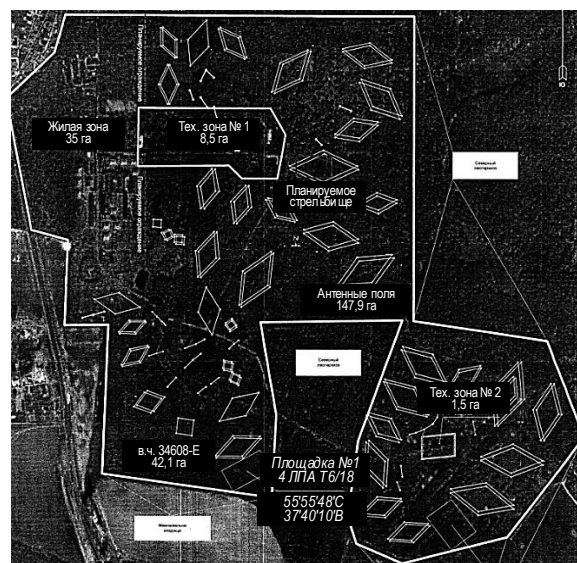
ному выходу их из строя при работе на рассогласованную нагрузку;

- применение нескольких типоразмеров АФУ с целью обеспечения работы во всем КВ-диапазоне для обслуживания одной радиолинии, что увеличивает площадь антенного поля;
- отсутствие в большинстве случаев на объектах резервных (аварийных) АФУ, резервирующих основные радионаправления.

Кроме того, остаются актуальными вопросы сокращения площадей антенного поля и устранение мачт с разветвленным такелажом из конструкции декаметровых (ДКМВ) антенн магистральных радиосвязей.



а)



б)

**Рис. 1. Примеры антенных полей типовых радиоцентров КВ-диапазона: а) до трех антенн РГД для одной радиолинии; б) хаотичное расположение различных АФУ**

*Fig. 1. Examples of Antenna Fields HF Radio Centers: а) Three Antennas on One Radio Line; б) Chaotic Arrangement of Antennas*

В случае разработки широкополосной декаметровой антенно-фидерной системы (АФС) реализуется возможность использовать ее в качестве типового элемента радиоцентра и осуществить фазирование излучения нескольких АФС с целью повышения коэффициента усиления передающих антенн и реализации принципа многократного использования АФС. Данное обстоятельство поз-



волит проектировать антенные поля в заметной степени более однородными и компактными.

С учетом указанной проблематики, рациональным путем модернизации антенного поля стационарного передающего радицентра, а также целью настоящей работы является:

1) обоснование и выбор унифицированного антенного излучателя, перекрывающего весь ДКМВ-диапазон, т. н. однолитерной антенны;

2) оценка электрических характеристик унифицированного антенного излучателя путем численного моделирования и экспериментальных работ;

3) сравнительный анализ энергетических и неэнергетических характеристик наиболее распространенных антенн ВГДШ, РГД с предложенным решением;

4) анализ результатов трассовых испытаний по оценке приращения эффективной изотропной излучаемой мощности (ЭИИМ), формируемой одиночным излучателем и активной фазированной антенной решеткой (АФАР) на его основе, сравнение с ЭИИМ, формируемой антеннами УГД, ВГДШ, РГД на трассе средней протяженности (2100 км);

5) выработка предложения по схемотехническому построению сегмента унифицированного высокочастотного тракта на базе предложенного излучателя и АФАР.

Дополнительно в [9] была рассмотрена и обоснована целесообразность применения штыревых антенн и АФАР на их основе в качестве как основных, так и резервных (аварийных) антенн, приведены результаты трассовых испытаний на трассе малой (650 км) протяженности. В рамках настоящей статьи в качестве дополнения к [9], приводят-

ся результаты трассовых испытаний таких антенн на трассе средней протяженности 2100 км.

### Выбор унифицированного антенного излучателя

Анализ требований к организации КВ-радиосвязи типового передающего радицентра показал, что наиболее востребованными являются радиотрассы протяженностью от 100 до 4–5 тысяч километров. Исходя из этого требования, возможно рассчитать технические диапазоны радиолиний.

На рисунке 2 представлены данные, полученные по долгосрочным прогнозам с помощью программных пакетов «Трасса» [10], ITS HF Propagation [11], МСЭ [12] по используемым оптимальным рабочим частотам (ОРЧ) на среднеширотных трассах протяженностями до 7000 км. Из рисунка видно, что для обслуживания радиолиний до 5000 км должен быть использован диапазон ОРЧ от 2,6 до 27 МГц. С учетом колебаний значений от наименьшей до максимальной применяемой частоты, связанных с изменением ионосферы по искусственным или естественным причинам, внезапными ионосферными возмущениями, технический диапазон радиолиний протяженностями до 5000 км будет диапазон от 2 до 28–30 МГц, т. е. весь ДКМ-диапазон.

Учитывая сформированное требование к рабочему диапазону частот (от 2 до 30 МГц), выбор типов антенн, обладающих удовлетворительными электрическими характеристиками при 10–15-кратном отношении крайних частот диапазона, ограничен.

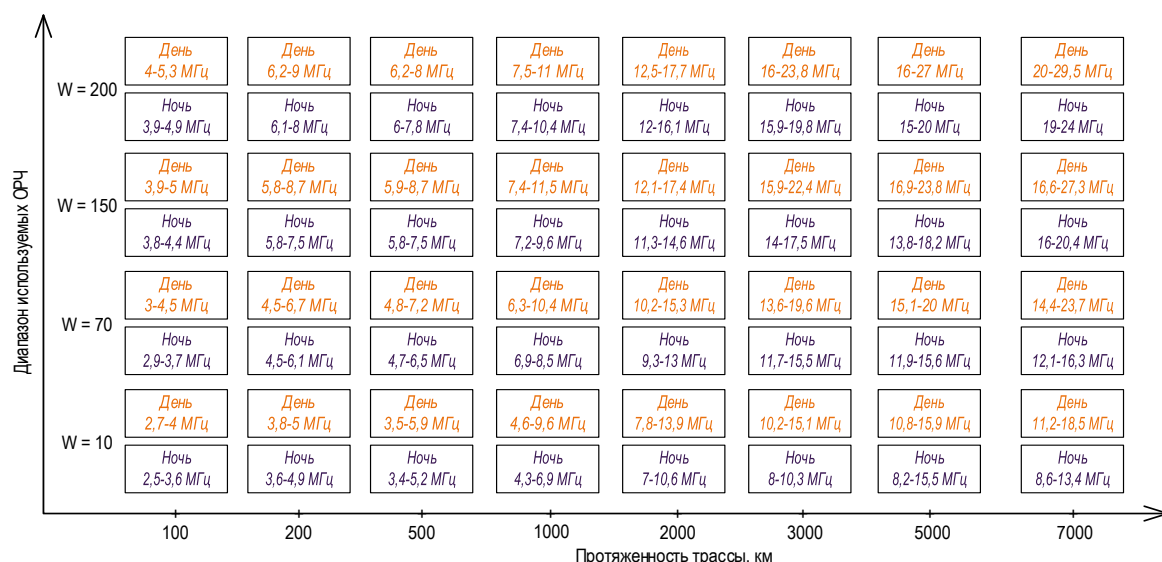


Рис. 2. Расчетные значения ОРЧ для ионосферных радиолиний различной протяженности с учетом изменения солнечной активности для среднеширотных радиолиний на территории РФ

Fig. 2. Calculated Frequency Values for Ionospheric Radio Links of Various Lengths, Taking into Account Changes in Solar Activity for Mid-Latitude Radio Links on the Territory of the Russian Federation

Рабочий диапазон антенны, согласно [13], это диапазон частот (длин волн), в котором параметры антенны находятся в заданных пределах. В рамках данной работы примем за частотный диапазон антенной системы совокупность параметров – коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) и ширина главного лепестка диаграммы направленности в горизонтальной ( $2\Delta\varphi^\circ$ ) и вертикальной ( $2\Delta\theta^\circ$ ) плоскостях, которые должны быть:

- для антенн, работающих в режиме бегущей волны (РГД, РГ), и логопериодических антенн (ЛПА) –  $КСВН \leq 3,3$ ,  $2\Delta\varphi^\circ \geq 8^\circ$ ,  $2\Delta\theta^\circ \geq 8^\circ$  [5, 14, 15];

- для полуволновых симметричных горизонтальных вибраторов (ВГДШ, УГД) –  $КСВН \leq 5$  [6],  $2\Delta\varphi^\circ \geq 8^\circ$ ,  $2\Delta\theta^\circ \geq 8^\circ$ .

ЛПА являются практически единственными широкополосными частотно-независимыми антеннами, пригодными для работы без перестройки в указанном диапазоне частот с высокой степенью согласования с радиопередающими устройствами (значения коэффициентов бегущей волны по напряжению – до 0,8–0,9). Классические плоские наклонные ЛПА подробно описаны в ряде работ [4, 5, 15–18].

### Обоснование и выбор метода электродинамического моделирования АФУ

Антенны КВ-диапазона конструируются, как правило, из цилиндрических хорошо проводящих металлических прямых отрезков, определенным образом ориентированных в пространстве. Диаметры отрезков проводников при этом весьма малы по сравнению с длиной волны. На этапе электродинамического анализа ставится задача расчета электрических характеристик спроектированной антенны – диаграммы направленности, входного сопротивления в рабочей полосе частот, коэффициента усиления и т. д. Интересующие характеристики можно получить, зная распределение тока на проводах, образующих антенну. Операция определения распределения тока в конечном итоге выполняется численными методами путем вычисления интегралов и решения системы линейных алгебраических уравнений на ЭВМ. Исходными выражениями к интегральным уравнениям распределений токов по вибраторам являются уравнения Максвелла.

При решении задач конструирования антенн различной конфигурации, необходимо составить интегральные уравнения для каждой из них, а затем получить их решения. Решения могут быть получены сведением интегральных уравнений к системам линейных алгебраических уравнений с последующим вычислением на ЭВМ.

При исследовании проволочных антенн можно исходить из уравнения Поклингтона и из уравне-

ния Халлена, строгое решение которых в аналитическом виде в настоящее время не получено, а решение ищется приближенными методами, одним из потенциально наиболее точных является метод моментов [19]. Различные реализации метода моментов как численное решение интегрального уравнения получили развитие за последние десятилетия благодаря совершенствованию средства вычисления – ЭВМ. Соответственно, появились и программные реализации с вычислительными ядрами на основе той или иной разновидности метода моментов; в основном, определяющим фактором в степени соответствия вычисленного токового распределения на заданной антенной структуре истинному, априори неизвестному, является выбор базисных и весовых функций.

На сегодняшний день для расчета основных характеристик проектируемой антенны можно воспользоваться специализированными профессиональными пакетами, значительно повышающими точность расчетов. В наибольшей степени на расчет КВ-антенн ориентированы программы NEC (аббр. от англ. Numerical Electromagnetic Code). Вместе с тем, очевидно, что проверка расчетов должна выполняться с целью проверки, как самого программного продукта, так и выбранных граничных условий и конструктивного исполнения. Последнее может быть выполнено на масштабных моделях антенных систем.

### Разработка электродинамической модели антенны типа ЛПА и АФАР на ее основе, исследование их характеристик

В работе исследовалась классическая плоская логопериодическая структура с параметрами  $\tau = 0,9$ ;  $\sigma = 0,093$ ;  $N = 26$  (количество вибраторов);  $\alpha = 30^\circ$  (угол при вершине ЛПА);  $L_1 = 52$  м (длина наибольшего вибратора);  $\beta = 15^\circ$  (угол наклона полотна ЛПА), электродинамическая модель которой приведена на рисунке 3. Данная антенна является серийно изготавливаемой и используется на объектах.

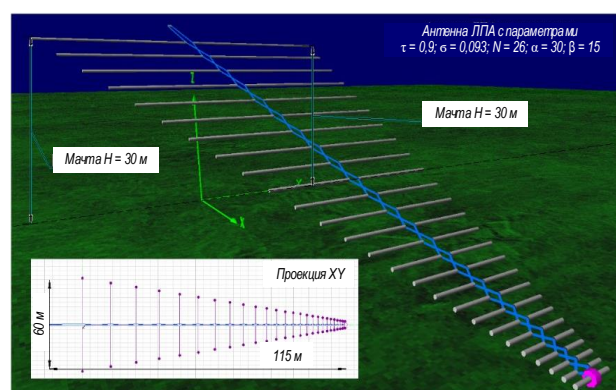


Рис. 3. Антенна ЛПА

Fig. 3. Flat Inclined Log-Periodic Antenna

Учитывая необходимость:

- организации двух независимых радиоканалов (основной режим) практически с каждым (в зависимости от объекта) корреспондентом – объектом взаимодействия;
- реализации одного радиоканала в режиме пространственного сложения мощностей двух радиопередающих устройств в режиме синфазной работы с повышенным значением ЭИИМ радиоканала для борьбы с преднамеренными и непреднамеренными помехами, – была разработана модель двухэлементной АФАР на базе антенн типа ЛПА – ФАР 2 ЛПА (рисунок 4).

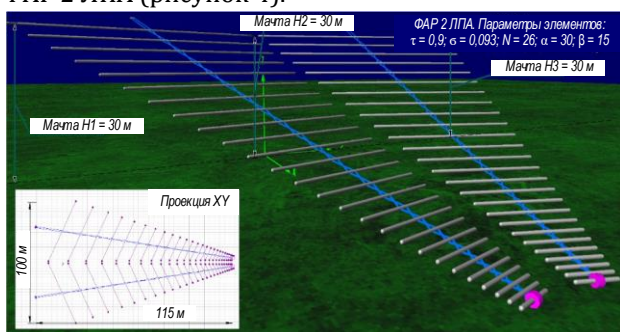


Рис. 4. Электродинамическая модель ФАР 2 ЛПА

Fig. 4. Electrodynamic Model of the Phased Antenna Array of Two-Element Log-Periodic Antennas (PAA 2 LPA)

Расчетные энергетические характеристики ЛПА и ФАР 2 ЛПА приведены ниже в таблице 1.

На рисунке 5 приведены расчетные, полученные в 4NEC2X, и экспериментально полученные значения КСВН в диапазоне частот 2–30 МГц для

антенны типа ЛПА и элементов ФАР 2 ЛПА, которые являются эффективными антенными системами и могут успешно применяться на передающих радиостанциях.

Однако представленные варианты обладают следующими недостатками:

- невозможность работы в диапазоне от 2 до 3 МГц;
- наличие двух опорных мачт для ЛПА и трех для ФАР 2 ЛПА, что является элементом избыточности в части конструктивного исполнения.

Варьирование значениями габаритов, числа вибраторов и коэффициента усиления ЛПА практически всегда осуществляется путем выбора соответствующих значений знаменателя геометрической прогрессии  $\tau$  и относительного расстояния между вибраторами в ЛПА (параметр  $\sigma$ ), связанных между собой соотношением:

$$\sigma = \frac{1}{4} \times (1 - \tau) \times \cot \alpha, \quad (1)$$

где  $\alpha$  – угол между осью антенны и линией, проходящей через концы вибраторов.

При этом, чем ближе  $\tau$  к единичному значению, тем больше количество вибраторов в ЛПА и тем больше значение абсолютного коэффициента усиления. С целью расширения рабочего диапазона частот логопериодической структуры необходимо подобрать значения  $\tau$  и  $\sigma$  таким образом, чтобы энергетические характеристики были не менее характеристик приведенного на рисунке 3 аналога (см. таблицу 1).

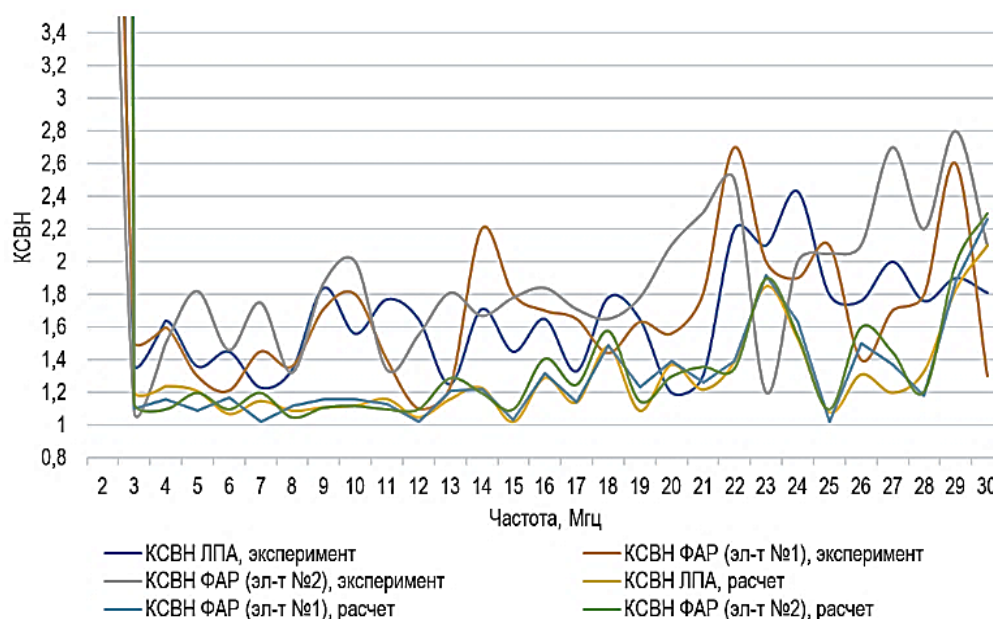


Рис. 5. Значения КСВН антенн типа ЛПА, элементов из состава ФАР 2 ЛПА, полученные расчетным и экспериментальным способами

Fig. 5. VSWR of LPA and Elements from PAA 2 LPA, Obtained by Calculated and Experimental Methods

ТАБЛИЦА 1. Характеристики антенных систем ЛПА, ФАР 2 ЛПА, ЛПГИ, ФАР 2 ЛПГИ, ВГДШ, РГД, полученные расчетным способом

TABLE 1. Characteristics of LPA, PAA 2 LPA, PC LPA, Phased Antenna Array of Two-Element Log-Periodic Pyramidal Curved Antennas (PAA 2 PC LPA), Rhombic Horizontal Dual (RHD), Symmetrical Band Horizontal (SBH) Obtained by Calculation

| $f$ , МГц | Тип АФС    | КСВН | $\Delta_{\max}^0$ | $G_{\max}$ , дБи | $G_{\Delta}$ , дБи |       |       |       |       |      | $2\Delta\theta^\circ$ | $2\Delta\varphi^\circ$ | Количество опорных мачт / высота, м | Занимаемая площадь, га |
|-----------|------------|------|-------------------|------------------|--------------------|-------|-------|-------|-------|------|-----------------------|------------------------|-------------------------------------|------------------------|
|           |            |      |                   |                  | 10°                | 15°   | 20°   | 40°   | 60°   | 80°  |                       |                        |                                     |                        |
| 2         | ЛПА        | 150  | 70                | 7,1              | -4,2               | -0,88 | 1,33  | 5,68  | 6,96  | 7,07 | 110                   | 360                    | 2/30                                | 0,8                    |
|           | ФАР 2 ЛПА  | 78   | 70                | 8,1              | -3,2               | 0,1   | 2,36  | 6,73  | 8     | 8    | 110                   | 360                    | 3/30                                | 1,32                   |
|           | ЛПГИ       | 2,5  | 70                | 6,55             | -5,6               | -2,2  | 0     | 4,8   | 6,39  | 6,4  | 85                    | 180                    | 1/35                                | 1,2                    |
|           | ФАР 2 ЛПГИ | 1,9  | 65                | 10,2             | -1,22              | 2,1   | 4,35  | 8,86  | 10,13 | 9,8  | 85                    | 110                    | 2/35                                | 2,56                   |
|           | РГД        | 1,15 | 65                | 10,7             | -7,7               | -3,3  | 0,2   | 9     | 10,2  | 0,7  | 35                    | 80                     | 6/35                                | 3,52                   |
|           | ВГДШ       | 100  | 90                | 5,92             | -7,8               | -4,9  | -2    | 2,9   | 5     | 5,8  | 100                   | 360                    | 2/14                                | 0,45                   |
| 3         | ЛПА        | 1,22 | 45                | 9,63             | 1,16               | 4,33  | 6,36  | 9,54  | 8,88  | 6,36 | 60                    | 90                     |                                     |                        |
|           | ФАР 2 ЛПА  | 1,1  | 40                | 11,1             | 2,94               | 6,1   | 8,1   | 11,1  | 10    | 6,4  | 50                    | 50                     |                                     |                        |
|           | ЛПГИ       | 1,7  | 45                | 8,79             | 0,2                | 3,38  | 5,43  | 8,67  | 8,15  | 5,77 | 60                    | 110                    |                                     |                        |
|           | ФАР 2 ЛПГИ | 1,5  | 40                | 12,5             | 4,73               | 7,85  | 9,82  | 12,5  | 11,1  | 7,7  | 50                    | 50                     |                                     |                        |
|           | РГД        | 1,42 | 40                | 14,3             | 1,22               | 5,45  | 8,65  | 14,3  | 5,8   | -20  | 25                    | 40                     |                                     |                        |
|           | ВГДШ       | 41   | 90                | 6,7              | -6,2               | -3    | -0,6  | 4,13  | 6     | 6,6  | 108                   | 360                    |                                     |                        |
| 4         | ЛПА        | 1,24 | 40                | 10,2             | 2,2                | 5,33  | 7,32  | 10,16 | 8,86  | 5,39 | 50                    | 80                     |                                     |                        |
|           | ФАР 2 ЛПА  | 1,16 | 40                | 11,4             | 3,7                | 6,8   | 8,8   | 11,4  | 9,6   | 5,2  | 45                    | 60                     |                                     |                        |
|           | ЛПГИ       | 1,31 | 40                | 8,9              | 1,8                | 4,8   | 6,6   | 8,86  | 8,43  | 5,2  | 55                    | 110                    |                                     |                        |
|           | ФАР 2 ЛПГИ | 1,3  | 40                | 14               | 5,36               | 8,6   | 10,7  | 14    | 10,9  | 3,54 | 40                    | 40                     |                                     |                        |
|           | РГД        | 1,32 | 30                | 16,6             | 7,24               | 11,2  | 14    | 14,7  | -19   | -4,3 | 20                    | 30                     |                                     |                        |
|           | ВГДШ       | 12   | 88                | 6,82             | -5                 | -1,2  | 0,5   | 4,92  | 6,39  | 6,78 | 116                   | 360                    |                                     |                        |
| 7         | ЛПА        | 1,15 | 45                | 10,4             | 3,13               | 6,22  | 8,14  | 10,38 | 8,19  | 3,55 | 45                    | 80                     |                                     |                        |
|           | ФАР 2 ЛПА  | 1,02 | 45                | 11,9             | 5                  | 8     | 9,9   | 11,7  | 9     | 2,82 | 45                    | 50                     |                                     |                        |
|           | ЛПГИ       | 1,16 | 45                | 8,9              | 1,76               | 4,77  | 7     | 8,86  | 8,88  | 5,15 | 55                    | 110                    |                                     |                        |
|           | ФАР 2 ЛПГИ | 1,5  | 45                | 13,6             | 5,66               | 8,84  | 10,9  | 13,54 | 9,7   | 4,64 | 35                    | 40                     |                                     |                        |
|           | РГД        | 1,55 | 25                | 21               | 18,9               | 21    | 21    | -1,2  | 7     | 4,4  | 15                    | 10                     |                                     |                        |
|           | ВГДШ       | 3    | 56                | 6,69             | -1,48              | 2,1   | 3,61  | 6,6   | 6,2   | 5,2  | 140                   | 104                    |                                     |                        |
| 10        | ЛПА        | 1,13 | 45                | 10,6             | 4,24               | 7,18  | 8,92  | 10,37 | 7,2   | 1,5  | 45                    | 70                     |                                     |                        |
|           | ФАР 2 ЛПА  | 1,2  | 45                | 11,9             | 5,8                | 8,7   | 10,4  | 11,7  | 7,9   | 1    | 40                    | 50                     |                                     |                        |
|           | ЛПГИ       | 1,31 | 40                | 10,3             | 4,35               | 7,3   | 8,97  | 9,84  | 5,25  | -2   | 40                    | 80                     |                                     |                        |
|           | ФАР 2 ЛПГИ | 1,5  | 40                | 13,4             | 8,31               | 11,1  | 12,6  | 12,7  | 7,6   | -0,5 | 35                    | 40                     |                                     |                        |
|           | РГД        | 1,38 | 12                | 23,1             | 23                 | 21    | 14,8  | 13,7  | -7,2  | 1,88 | 10                    | 8                      |                                     |                        |
|           | ВГДШ       | 1,57 | 30                | 8,64             | 3                  | 6,27  | 7,5   | 8     | 3     | -3,7 | 38                    | 64                     |                                     |                        |
| 14        | ЛПА        | 1,23 | 30                | 11               | 4,89               | 7,95  | 9,74  | 10,11 | 6,15  | -4   | 35                    | 70                     |                                     |                        |
|           | ФАР 2 ЛПА  | 1,22 | 30                | 12,8             | 7,3                | 10,18 | 11,85 | 11,5  | 7,2   | -5,1 | 35                    | 40                     |                                     |                        |
|           | ЛПГИ       | 1,32 | 45                | 10,3             | 4,44               | 7,5   | 9,2   | 9,8   | 1,84  | -6   | 35                    | 80                     |                                     |                        |
|           | ФАР 2 ЛПГИ | 1,5  | 30                | 13,9             | 8,1                | 10,8  | 12,46 | 12,1  | 4,5   | -8   | 30                    | 30                     |                                     |                        |
|           | РГД        | 1,6  | 8                 | 22,5             | 21,2               | 12    | 6,8   | 4,8   | 4,83  | -2,7 | 8                     | 4                      |                                     |                        |
|           | ВГДШ       | 7,2  | 32                | 10,2             | 6,82               | 9,46  | 10,1  | 3,68  | 1,94  | 7,18 | 24                    | 32                     |                                     |                        |
| 18        | ЛПА        | 1,48 | 30                | 10,8             | 5,65               | 8,28  | 9,88  | 9,95  | 2,66  | -9,3 | 35                    | 70                     |                                     |                        |
|           | ФАР 2 ЛПА  | 1,5  | 30                | 12,5             | 7                  | 9,7   | 11,4  | 11,7  | 3,2   | -11  | 30                    | 50                     |                                     |                        |
|           | ЛПГИ       | 1,6  | 30                | 10,8             | 6                  | 8,43  | 9,8   | 8,44  | -3,1  | -17  | 30                    | 70                     |                                     |                        |
|           | ФАР 2 ЛПГИ | 1,7  | 25                | 14               | 8,94               | 11,9  | 13,56 | 11,2  | 0,5   | -6,9 | 25                    | 30                     |                                     |                        |
|           | РГД        | 1,38 | 6                 | 17,8             | 8,45               | 6,65  | 12,2  | 12,9  | 3,56  | -5,2 | 6                     | 4                      |                                     |                        |
|           | ВГДШ       | 5,1  | 26                | 8,49             | 7,24               | 8,5   | 7,88  | -1    | -1    | -8,8 | 18                    | (*)                    |                                     |                        |



Продолжение таблицы 1

| $f$ ,<br>МГц | Тип АФС    | КСВН | $\Delta_{\max}^0$ | $G_{\max}$ ,<br>дБи | $G_{\Delta}$ , дБи |       |       |       |       |       | $2\Delta\theta^\circ$ | $2\Delta\varphi^\circ$ | Количество<br>опорных<br>мачт / высота,<br>м | Занимаемая<br>площадь,<br>га |
|--------------|------------|------|-------------------|---------------------|--------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-----------------------|------------------------|----------------------------------------------|------------------------------|
|              |            |      |                   |                     | 10°                | 15°   | 20°   | 40°   | 60°   | 80°   |                       |                        |                                              |                              |
| 22           | ЛПА        | 1,4  | 25                | 11,1                | 6,55               | 9     | 10,35 | 9,58  | -1,8  | -15   | 30                    | 70                     |                                              |                              |
|              | ФАР 2 ЛПА  | 1,4  | 25                | 12,9                | 7,9                | 10,5  | 12,1  | 11,4  | -1,3  | -10,2 | 30                    | 50                     |                                              |                              |
|              | ЛПГИ       | 1,45 | 25                | 11,2                | 7                  | 9,28  | 10,6  | 7,52  | -6    | -3,2  | 30                    | 70                     |                                              |                              |
|              | ФАР 2 ЛПГИ | 1,4  | 25                | 13,7                | 9,8                | 12,3  | 13,5  | 10,7  | -5,8  | -1,9  | 30                    | 30                     |                                              |                              |
|              | РГД        | 1,4  | (*)               |                     |                    |       |       |       |       |       |                       |                        |                                              |                              |
|              | ВГДШ       | 9,4  | 24                | 6,73                | 6,22               | 6,41  | 4,64  | 5,5   | 2,73  | -1,65 | 16                    | (*)                    |                                              |                              |
| 26           | ЛПА        | 1,46 | 25                | 11,2                | 6,76               | 9,63  | 11    | 7     | -7    | -4,2  | 30                    | 70                     |                                              |                              |
|              | ФАР 2 ЛПА  | 1,5  | 25                | 13,9                | 9,9                | 12,5  | 13,65 | 9,2   | -5,6  | -0,8  | 25                    | 40                     |                                              |                              |
|              | ЛПГИ       | 1,29 | 25                | 10,9                | 7,54               | 10,15 | 10,9  | 6,2   | -11   | 1,6   | 30                    | 70                     |                                              |                              |
|              | ФАР 2 ЛПГИ | 1,3  | 20                | 14                  | 10,8               | 13,22 | 14    | 9,2   | -6,3  | 3,75  | 25                    | 20                     |                                              |                              |
|              | РГД        | 1,4  | (*)               |                     |                    |       |       |       |       |       |                       |                        |                                              |                              |
|              | ВГДШ       | 7,5  | 12                | 8                   | 7,58               | 7,3   | 4,24  | 7,8   | -10,9 | -3,2  | 14                    | (*)                    |                                              |                              |
| 30           | ЛПА        | 2,13 | 25                | 11,3                | 8,24               | 10,4  | 11,1  | 7     | -8,8  | 0,2   | 25                    | 70                     |                                              |                              |
|              | ФАР 2 ЛПА  | 2,26 | 25                | 13,2                | 10                 | 12    | 13    | 9,5   | -5,2  | 2,65  | 30                    | 40                     |                                              |                              |
|              | ЛПГИ       | 1,58 | 25                | 11                  | 8                  | 10,11 | 11    | 4,2   | -2,7  | -3,4  | 25                    | 70                     |                                              |                              |
|              | ФАР 2 ЛПГИ | 1,4  | 20                | 13,9                | 11                 | 13,12 | 13,85 | 6,93  | 1     | 6,21  | 25                    | 20                     |                                              |                              |
|              | РГД        | 1,4  | (*)               |                     |                    |       |       |       |       |       |                       |                        |                                              |                              |
|              | ВГДШ       | 5,3  | 10                | 0,9                 | 0,9                | -1,63 | -5,44 | -5,18 | -20   | 0,3   | 12                    | (*)                    |                                              |                              |

Для каждого значения  $\tau$  существует оптимальное с точки зрения коэффициента усиления значение  $\sigma$ , которое рекомендуется выбирать в соответствии с графиками, приведенными в [16–18], но при разработке сверхширокополосных ЛПА КВ-диапазона с перекрытием по частоте  $\frac{f_{\max}}{f_{\min}} \approx 15$  и более приходится отступать от рекомендаций графиков и искать компромисс между величиной КУ и приемлемыми габаритами антенного полотна.

Так, при разработке антенны, представленной на рисунке 3, использовались  $\tau = 0,9$ ,  $\sigma = 0,093$ . При этом поперечные размеры составили  $95 \times 40$  м, количество вибраторов – 26, в то время, как применение оптимального в соответствии с [16–18] значения  $\sigma = 0,17$  привело бы почти к двукратному увеличению длины антенного полотна, как следствие, существенному усложнению конструктивного исполнения, увеличению числа опорных мачт, что неприемлемо.

Путем оптимизации и подбора параметров  $\tau$  и  $\sigma$ , анализа и расчетных оценок ряда вариантов была выбрана структура с параметрами  $\tau = 0,87$ ,  $\sigma = 0,12$ , содержащая 26 вибраторов с поперечными размерами  $135 \times 80$  м. Для построения антенны таких

размеров по классической схеме с плоским наклонным полотном (см. рисунок 3) потребуется не менее шести мачт – по две спереди и сзади полотна и две в середине. Конструкция получается дорогой и сложной в обслуживании.

Поэтому, с целью упрощения и удешевления была разработана конструкция ЛПА изогнутой пирамидальной формы – ЛПГИ, в которой вибраторы относительно собирательной линии наклонены по отношению к земле на угол  $\Psi$ , лежащий в пределах  $100^\circ \leq \Psi \leq 155^\circ$ . Сама логопериодическая структура с целью сокращения количества опорных мачт и упрощения конструкции имеет излом, вершиной которого является место соединения вибратора № 22 с распределительной линией таким образом, чтобы обеспечить углы наклона обеих частей распределительной линии [20] для ориентации главного лепестка диаграммы направленности под требуемыми углами возвышения (места).

Такая конструкция позволяет обойтись одной мачтой в середине структуры и одной стойкой у точки питания (рисунок 6). При построении двухэлементной решетки из антенн ЛПГИ – ФАР 2 ЛПГИ, для того, чтобы в режиме пространственно-

го сложения мощностей обеспечить одинаковую ширину главного лепестка диаграммы направленности ФАР в средней и верхней частях рабочего диапазона частот и предупредить появление дифракционных максимумов, антенны ЛПГИ необходимо размещать под углом друг к другу.

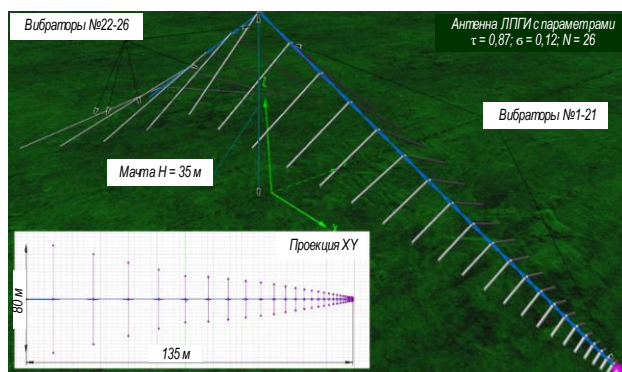


Рис. 6. Антенна ЛПГИ

Fig. 6. Pyramidal Curved LPA

При этом положение максимумов диаграмм направленности в горизонтальной плоскости антенны ЛПГИ в автономном режиме работы сдвигалось от оси ФАР именно на этот угол в ту и другую стороны, т. е. не соответствовало направлению на корреспондента. Оказалось, что можно практически устранить этот нежелательный эффект путем некоторой модификации конструкции антенны ЛПГИ для применения в составе ФАР. Суть этой модификации состоит в том, что, хотя собирательные линии антенны ЛПГИ расположены под углом друг к другу, вибраторы обеих антенн соосны и распо-

жены на линиях перпендикулярных оси ФАР, в отличие от структуры, приведенной на рисунке 4. Расчеты подтвердили правомерность такой модификации. Схематическое изображение 2-элементной ФАР на базе модифицированных антенн ЛПГИ показано на рисунке 7. На рисунке 8 приведены расчетные и экспериментальные значения КСВН в диапазоне частот 2–30 МГц.

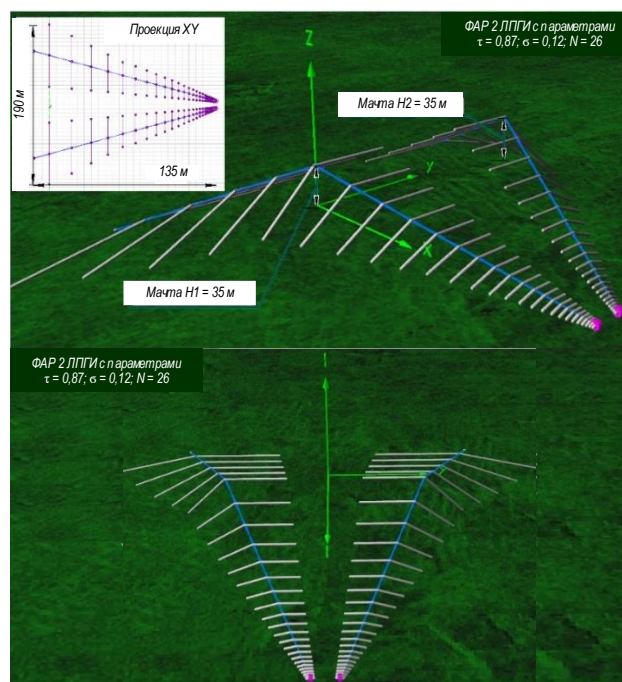


Рис. 7. Электродинамическая модель ФАР 2 ЛПГИ

Fig. 7. Electrodynamics Model of the PAA 2 PC LPA

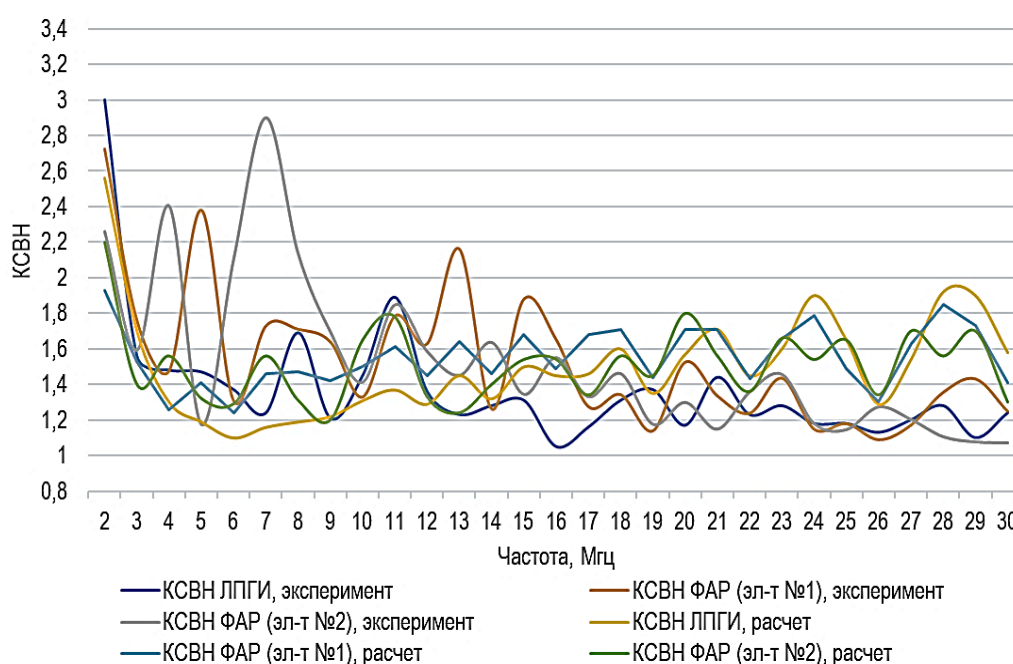


Рис. 8. Значения КСВН антенн ЛПГИ, элементов из состава ФАР 2 ЛПГИ, полученные расчетным и экспериментальным способами

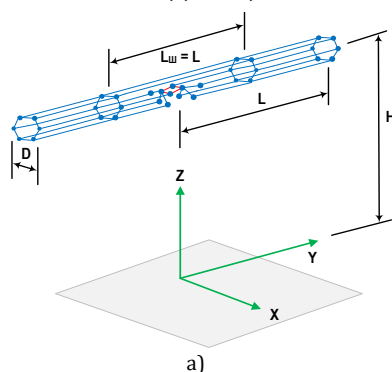
Fig. 8. VSWR of PC LPA and Elements from PAA 2 PC LPA, Obtained by Calculated and Experimental Methods

По результатам рассмотренных вариантов можно сделать вывод, что предложенная конструкция расширила нижнюю границу рабочего диапазона антенны с 3 до 2 МГц. Кроме того, конструктивное исполнение позволяет сократить число опорных мачт с двух до одной при одиночной антенне и с трех до двух при двухэлементной решетке. Недостатком предложенного решения является увеличение поперечных размеров, однако это является неизбежностью при расширении частотного диапазона. Расчетные энергетические характеристики ЛПГИ и ФАР 2 ЛПГИ приведены в таблице 1.

### Сравнительный анализ энергетических и неэнергетических характеристик антенн ВГДШ, РГД с предложенным решением

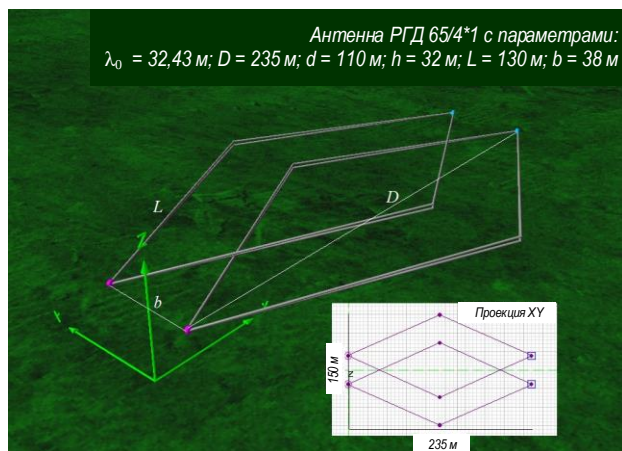
Исследовав в предыдущем разделе классическую ЛПА, двухэлементную АФАР на ее основе, а также модифицированные варианты изогнутых логопериодических структур с расширенным частотным диапазоном, приведем количественные оценки энергетических и неэнергетических характеристик основных типов используемых на радиоканалах антенн РГД  $\frac{65}{4} \times 1$ , ВГДШ  $\frac{12,5}{14} \times 2$  (рисунок 9).

Антенна ВГДШ 12,5/14\*2 с параметрами:  
 $L = 12,5$ ;  $H = 14$ ;  $D = 2$



а)

Антенна РГД 65/4\*1 с параметрами:  
 $\lambda_0 = 32,43$  м;  $D = 235$  м;  $d = 110$  м;  $h = 32$  м;  $L = 130$  м;  $b = 38$  м



б)

Рис. 9. Электродинамические модели антенн ВГДШ (а) и РГД (б)

Fig. 9. Electrodynamic Models of the RHD (a) and SBH (b) Antennas

В сравнительном анализе рассмотрен только один типоразмер РГД ( $\lambda_0 = 32,43$  м,  $D = 235$  м,  $d = 110$  м,  $h = 32$  м,  $L = 130$  м,  $b = 38$  м), так как другие типоразмеры имеют аналогичные характеристики, отличие будет только в перемещении их по частотному диапазону.

По результатам анализа таблицы 1, с учетом заданных выше критериев по определению частотного диапазона АФУ, частотные диапазоны рассмотренных антенн составили:

- ЛПА, ФАР 2 ЛПА: 3–30 МГц;
- ЛПГИ, ФАР 2 ЛПГИ: 2–30 МГц;
- РГД  $\frac{65}{4} \times 1$ : 2–11 МГц;
- ВГДШ  $\frac{12,5}{14} \times 2$ : 4,2–13,9 МГц.

Как видно из результатов, требуемая широкополосность обеспечивается антеннами ЛПГИ, ФАР 2 ЛПГИ. По неэнергетическим характеристикам наибольшую занимаемую площадь, а также наибольшее количество мачтовых опор, что пропорционально стоимости изделия, занимает антенна РГД, наименьшие показатели – антенна ВГДШ. Логопериодические структуры занимают промежуточное положение.

### Результаты трассовых испытаний АФУ на трассе средней протяженности

В данном подразделе представляются результаты трассовых испытаний АФУ ЛПА, ФАР 2 ЛПА, ВГДШ, штыревой антенны (АШ), ФАР 2 АШ на трассе протяженностью 2100 км (г. Омск – г. Москва). Методология испытаний аналогична приведенной в [9, 21] и заключается в том, чтобы за период времени, не превышающий 10–15 минут (период стационарности ионосферы), провести 90-секундные сеансы излучения узкополосных телеграфных сигналов и запись создаваемыми ими уровней на приемной стороне. На все испытываемые антенны работало два радиопередающих устройства с выходной мощностью 5 кВт, подключенные к АФУ через автоматизированный антенный коммутатор.

Из-за многолучевости в сочетании с флуктуациями параметров ионосферы, приводящими к тому, что характеристики результирующего поля сигнала в месте приема непрерывно менялись и прием коротких волн сопровождался быстрыми и медленными изменениями уровня сигнала на входе приемника, замираниями [22], по каждому сеансу вычислялось медианное значение уровня поля, создаваемого антенной системой в точке приема. Фазирование систем ФАР 2 ЛПА и ФАР 2 АШ было выполнено по приведенному в [9] алгоритму. Результаты измерения уровня поля в точке приема на трассе Омск-Москва, декабрь 2021 г. (время измерения 10:00–14:00 Мск) представлены на рисунке 10.



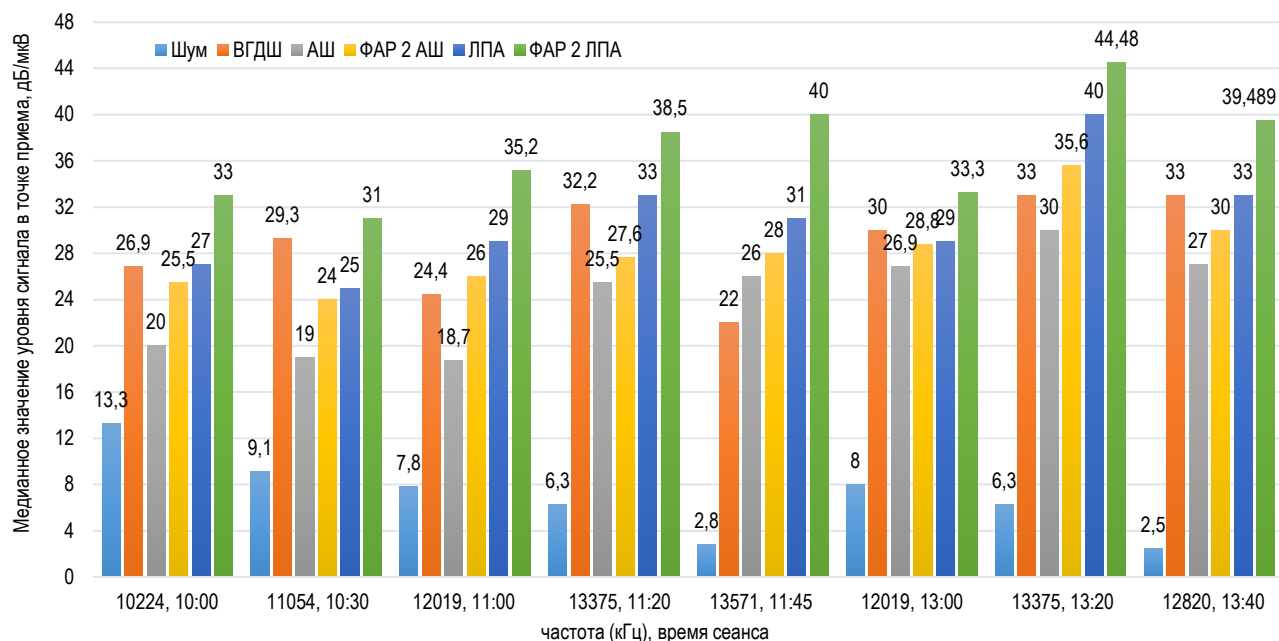


Рис. 10. Результаты трассовых испытаний антенных систем

Fig. 10. Result of Recording Signal Levels at the Receiving Point

Наибольший энергопотенциал на радиолинии, как и ожидалось, создает ФАР 2 ЛПА, приращение уровня сигнала в точке приема относительно работы одного радиопередающего устройства на антенну ЛПА составило от 4 до 9 дБ/мкВ.

Приращение уровня сигнала, формируемого от ФАР 2 АШ, относительно одной антенны АШ составило от 2,1 до 8 дБ/мкВ, что подтверждает эффективность предложенного в [9] способа фазирования 2-элементных решеток с управляемой диаграммой направленности и позволяет сделать вывод об эффективности применения штыревых антенн с перестраиваемыми согласующими устройствами и АФАР на их основе на трассах средней протяженности.

Антенны типа симметричный горизонтальный излучатель (и их производные – ВГДШ, УГД, ВГДШП (плоскостная), ВГДШ-2У со всеми многочисленными типоразмерами и т. д.) могут эффективно заменяться антеннами типа АШ и ЛПА.

Антенны типа ЛПГИ и ФАР 2 ЛПГИ в трассовых испытаниях не участвовали (на объекте модернизации данные АФУ отсутствовали, экспериментальные данные, приведенные на рисунке 8, получены в более ранних работах авторов), но, основываясь на расчетных данных таблицы 1, можно сделать вывод, что уровни принимаемых сигналов будут не меньше, а в существенном ряде случаев и больше уровней, формируемых ЛПА и ФАР 2 ЛПА, во всем коротковолновом диапазоне.

Также, ввиду отсутствия антенны на модернизируемом объекте, сориентированной по азимуту на приемный пункт, не удалось провести трассовые испытания антенны РГД. Однако, анализируя

количественные характеристики антенны РГД с антеннами ЛПА (ЛПГИ), ФАР 2 ЛПА (ФАР 2 ЛПГИ), можно утверждать, что на частотах трассовых испытаний (10–14 МГц) коэффициент усиления при  $\Delta = 5 - 15^\circ$  (для трассы 2100 км – [23]) у антенны РГД значительно (на 5–10 дБи) больше, чем у ЛПА, соответственно, и в точке приема наблюдался бы пропорциональный энергетический выигрыш. Однако, на трассах малой (~200–1500 км) протяженности или на частотах выше 13–14 МГц (когда у антенны РГД главный лепесток становится шириной всего в единицы градусов), антенны типа ЛПА будут предпочтительней, ввиду наличия свойства стационарности энергетических характеристик во всем рабочем диапазоне частот.

#### Выработка предложения по схмотехническому построению сегмента унифицированного высокочастотного тракта на базе рассмотренных антенн

Вариант высокочастотного тракта, построенный на базе одиночных излучателей АШ (резервная антенна), ЛПГИ (основная антенна), а также формируемыми из них 2- и 4-элементных АФАР с управляемой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости приведен на рисунке 11.

Представленный комплекс позволит обеспечить формирование четырех независимых радиоканалов, двух независимых радиоканалов с увеличенной ЭИИМ, образуемых ФАР 2 ЛПГИ или ФАР 2 АШ в различных сочетаниях, одного канала с увеличенной ЭИИМ с подводимой к антенной системе ФАР 4 ЛПГИ или ФАР 4 АШ 5 кВт, а также резервирование основных наземных АФУ (ЛПГИ) быстроразвертываемыми аварийными типа АШ [9].



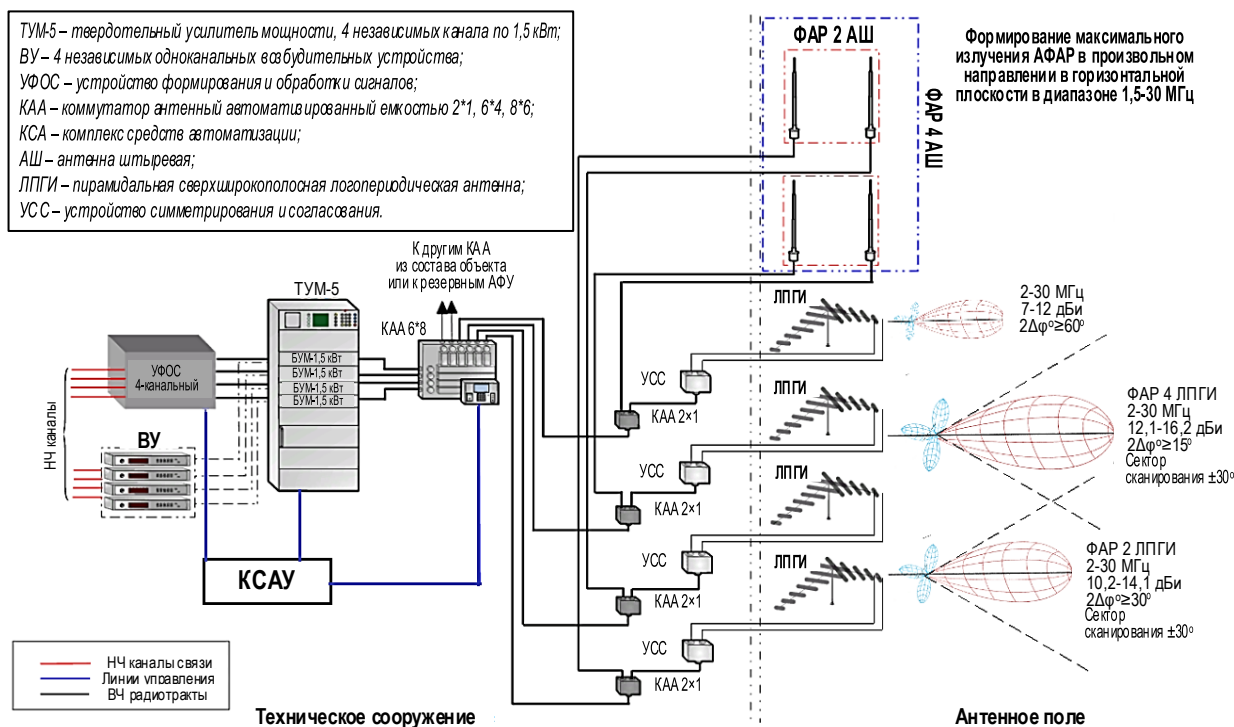


Рис. 11. Сегмент ВЧ-тракта с использованием АФУ типа АШ, ЛПГИ

Fig. 11. Segment of the HF Path Using Whip Stationary Antenna and PC LPA

Приведенную на рисунке 11 структуру следует рассматривать как базовую, которую возможно наращивать до требуемых, как количества одновременно работающих радиолиний, так и результирующего энергопотенциала. На рисунке 12 представлен вариант типовой компоновки антенного поля стационарного радиоцентра с применением разработанных АФС – ЛПГИ и ФАР 2 ЛПГИ.

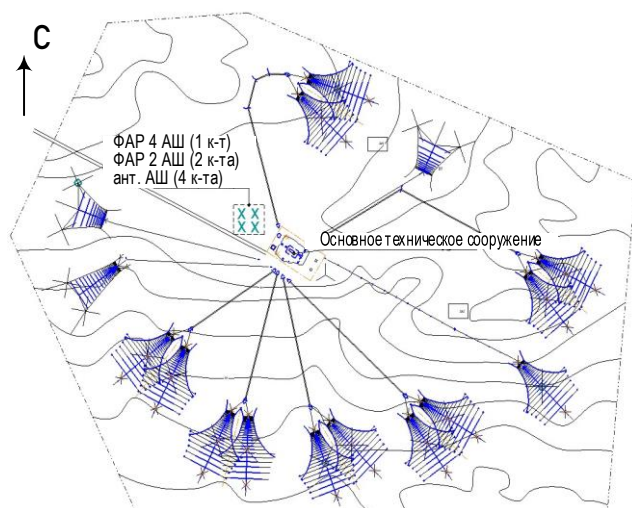


Рис. 12. Вариант антенного поля стационарного радиоцентра с применением разработанных АФС

Fig. 12. Variant of the Antenna Field of Stationary Radio Center Using Reviewed Log-Periodic Structures

В ходе выполнения данной работы получена совокупность теоретических, расчетных и экспериментальных результатов, позволивших обосновать необходимость замены существующих устаревших АФУ в составе типовых передающих радиоцентров КВ-диапазона, функционирующих в составе радиолиний протяженностями от 100 до 5000 км, на новые унифицированные аналоги – сверхширокополосные логопериодические антенны, и, как резервирующие их, – несимметричные вертикальные вибраторы, а также АФАР с управляемыми диаграммами направленности, построенные на базе этих антенн.

### Заключение

В рамках данной работы получены следующие результаты.

Во-первых, рассмотрено современное состояние антенных полей и антенн КВ-диапазона.

Во-вторых, обоснованы и сформулированы основные требования к антенным системам, которые должны применяться на стационарных радиоцентрах для передачи информации в КВ-диапазоне на дальности от 100 до 5000 км. С учетом сформулированных требований выбран тип АФУ – логопериодические антенны.

В-третьих, разработаны электродинамические модели плоских наклонных ЛПА и 2-элементных решеток на их основе, серийно изготавливаемых и применяемых на объектах, приведены их расчет-

ные характеристики, сформулированы недостатки подобных систем.

В-четвертых, с учетом недостатков плоских наклонных ЛПА предложен вариант пирамидальной изогнутой конструкции – ЛПГИ, который позволил достичь коэффициента перекрытия по частоте  $K_f = 15$ , сократил количество опорных мачт с двух до одной в одиночной антенне и с трех до двух в 2-элементных решетках на базе этих антенн при неизменности энергетических характеристик.

В-пятых, исследованы электродинамические модели и рассчитаны характеристики существующих и широко используемых антенн типа ВГДШ, РГД, антенн нового конструктивного исполнения ЛПА, ФАР 2 ЛПА, а также предлагаемого варианта ЛПГИ, ФАР 2 ЛПГИ.

В-шестых, проведены трассовые испытания антенн ВГДШ, АШ, ФАР 2 АШ, ЛПА, ФАР 2 ЛПА на трассе средней протяженности (2100 км): энергетический выигрыш 2-элементных ФАР относительно одиночного излучателя составил – от 2,1 до 8 дБ/мкВ для несимметричных вертикальных вибраторов (АШ) и от 4 до 9 дБ/мкВ для логопериодических антенн на частотах 10–14 МГц в период проведения испытаний.

В-седьмых, по результатам анализа расчетных и экспериментальных данных можно сделать вывод о возможности эффективной замены существующих антенн ВГДШ, РГД на рассмотренные ЛПГИ, АШ и АФАР на базе этих антенн.

И в-восьмых, на основе рассмотренных предложений выработаны предложения по построению сегмента ВЧ-тракта в составе объекта. Предложенное решение является базовым, состав оборудования может быть увеличен до требуемого количества одновременно функционирующих радиолиний в соответствии с задачами, возложенными на объект.

В качестве предложений по применению рассмотренных сверхширокополосных логопериодических антенн в качестве передающих антенн действующих и перспективных стационарных и мобильных комплексов ДКМВ-радиосвязи, с учетом настоящего исследования, также возможно сформулировать следующие тезисы.

#### Список источников

1. Жилинков В.И., Цыванюк В.А., Лисицын Ю.Д. Применение высокотехнологичных средств при модернизации КВ передающих радиостанций // Международная научно-техническая конференция «Радиотехника, электроника и связь» (РЭИС-2011, Омск, Россия, 5–8 июля 2011). Омск: Омский научно-исследовательский институт приборостроения, 2011. С. 249–255.
2. Мешалкин В.А., Савицкий О.К. Перспективы развития средств и комплексов радиосвязи Вооруженных Сил Российской Федерации // Техника радиосвязи. 2010. №15. С. 65–76.
3. Мешалкин В.А., Чепелев К.В. Совершенствование стационарных передающих центров радиосвязи путем использования модульного принципа построения передатчиков с активными фазированными антенными решетками // VIII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании» (Санкт-Петербург, Россия, 27–28 февраля 2019). СПб: СПбГУТ, 2019. Т. 3. С. 273–277.

1) Диапазон рабочих частот ЛПГИ, ФАР 2 ЛПГИ, высокая степень согласования выхода передатчика и антенно-фидерного тракта, отсутствие необходимости применения перестраиваемого согласующего устройства в перспективе позволяют рассмотреть возможность применения разработанных систем в автоматических ДКМВ-радиолиниях с целью повышения помехоустойчивости, помехозащищенности и скрытности радиосвязи за счет применения современных технологий частотно-адаптивных радиолиний, программной перестройки частоты, использования шумоподобных сигналов во всем коротковолновом диапазоне.

2) Характеристика направленности разработанных антенн обеспечивает формирование широких зон обслуживания с возможностью их оперативного перемещения, данное обстоятельство позволяет использовать разработанные ФАР в качестве передающих антенн ретрансляционных объектов в сетях с радиально-ветвящейся структурой.

3) С целью снижения стоимости ДКМВ-радиолиний, с учетом свойства формирования широких зон обслуживания, формируемых антеннами ЛПГИ, целесообразна их эксплуатация с несколькими передатчиками (многочастотными передатчиками) для снижения массо-габаритных показателей оборудования, занимаемой антенными полями площади и сокращения обслуживающего персонала.

4) При модернизации действующих радиостанций применение разработанных ЛПГИ позволит обеспечить перекрытие азимутального направления связи в пределах  $60^\circ$  с дальностями радиосвязи от 100 до 5000 км, а ФАР 2 ЛПГИ – обеспечить формирование зон радиовидимости с возможностью их оперативного перемещения по азимуту в пределах  $\pm 30^\circ$  относительно центрального направления (оси излучения ФАР) и дальностями от 100 до 5000 км.

6) Целесообразно при разработке перспективных объектов предложенные АФС использовать в качестве типового элемента, что позволит осуществить фазирование излучения нескольких АФС с целью повышения коэффициента усиления передающих антенн и реализации принципа многократного их использования.

4. Гвоздев И.Н., Муравьев Ю.К., Серков В.П., Чернолес В.П. Характеристики антенн радиосистем связи. Л.: Военная ордена Ленина краснознаменная академия связи имени С.М. Буденного, 1978. 231 с.
5. Айзенберг Г.З., Белоусов С.П., Журбенко Э.М. Коротковолновые антенны. М.: Радио и связь, 1985. 535 с.
6. С2-1123-48. Антенны коротковолновые диапазонные. Типы, размеры, электрические характеристики, технические условия. СССР, Министерство Судостроительной промышленности, утвержден УС ВМС 12/12 МСП 14Х, 1948 г.
7. ВНТП 212-93. Передающие и приемные радиостанции, радиотелевизионные передающие станции и радиотелевизионные ретрансляторы. Утверждены Министерством связи России. Приказ от 15.07.93 № 168. Дата введения 01.01.1994.
8. Шахгильдян В.В. Проектирование радиопередатчиков: учебное пособие. М.: Издательство «Радио и связь», 2000. 656 с.
9. Пашкевич В.Д., Голубев В.М., Проценко М.С. Моделирование и расчет характеристик АФАР КВ-диапазона на базе несимметричных вертикальных вибраторов // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 1. С. 81–92. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-81-92
10. Барабашов Б.Г., Анишин М.М., Жбанков Г.А., Косогор А.А. Пакет программ прогнозирования характеристик ВЧ-радиоканалов // III Международная научно-техническая конференция «Радиотехника, электроника и связь» (РЭИС-2015, Омск, Россия, 6–8 октября 2015). М.: Издательский дом «Наука», 2015. С. 106–108.
11. HF Propagation Prediction and Ionospheric Communications Analysis // VOACAP Online services. URL: <https://www.voacap.com> (дата обращения 14.05.2022)
12. Рекомендация МСЭ R-P.533-13 (07/2015). Метод для прогнозирования рабочих характеристик ВЧ-линий.
13. ГОСТ 24375–80. Радиосвязь. Термины и определения. М.: Издательство стандартов, 1982.
14. Калинин А.И., Черенкова Е.Л. Распространение радиоволн и работа радиолоний. М.: Связь, 1971. 440 с.
15. Ротхамель К., Кришке А. Антенны. Т. 1. Пер. с нем. М.: Лайт Лтд, 2000. 416 с.
16. Яковлев А.Ф., Пятенков А.Е. Широкодиапазонные направленные антенные решетки из вибраторных элементов. СПб.: НИЦ связи ВМФ, 2007. 141 с.
17. DuHamel R., Isbell D. Broadband logarithmically periodic antenna structures // Proceedings of the IRE National Convention Record (New York, USA, 21–25 March 1966). IEEE, 1957. Part 1. PP. 119–128. DOI:10.1109/IRECON.1957.1150566
18. Кэррел Р. Расчет логопериодических вибраторных антенн // Бененсон Л.С. Сверхширокополосные антенны. М.: Мир, 1964.
19. Банков С.Е., Грибанов А.Н., Курушин А.А. Электродинамическое моделирование антенных и СВЧ структур с использованием FEKO. М.: One-Book, 2013. 423 с.
20. Голубев В.М., Пашкевич В.Д. Сверхширокополосная логопериодическая антенна с коллинеарными вибраторами. Патент на полезную модель RU 179700 от 09.11.2017. Оpubл. 22.05.2018.
21. Голубев В.М., Пашкевич В.Д., Проценко М.С. Разработка и экспериментальное исследование АФАР КВ-диапазона с управляемой диаграммой направленности // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 1. С. 50–59. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-50-59
22. Благовещенский Д.В. Радиосвязь и электромагнитные помехи: учебное пособие. СПб.: СПбГУАП, 2002. 70 с.
23. Романов Ю.В. О некоторых типичных ошибках построения систем высокоскоростной КВ радиосвязи // Техника радиосвязи. 2012. №18. С. 5–20.

## References

1. Zhilinkov V.I., Cyvanyuk V.A., Lisicyn Yu.D. The Use of High-Tech Tools in the Modernization of HF Transmitting Radio Centers. *Proceedings of the International Scientific and Technical Conference on Radio Engineering, Electronics and Communications, 5–8 July 2011, Omsk, Russia*. Omsk: Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering Publ.; 2011. p.249–255. (in Russ.)
2. Meshalkin V.A., Savickiy O.K. Perspectives for Developing Radiocommunication Equipment and Centers for Armed Forces of the Russian Federation. *Tekhnika Radiosvyazi*. 2010;15:65–76. (in Russ.)
3. Meshalkin V.A., Chepelev K.V. Improving Stationary Transmitting Radio Communication Centers by Using the Modular Principle of Constructing Transmitters with Active Phased Antenna Arrays. *Proceedings of the VIII th International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 28 February–1 March 2019, St. Petersburg, Russia*. St. Petersburg: Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2019. vol.3. p.273–277. (in Russ.)
4. Gvozdev I.N., Muravev Yu.K., Serkov V.P., Chernoles V.P. *Characteristics of Antennas of Radio Communication Systems*. Leningrad: Military Order of Lenin Red Banner Communications Academy named after S.M. Budyonny Publ.; 1978. 231 p. (in Russ.)
5. Aizenberg G.Z., Belousov S.P., Zhurbenko E.M. *Shortwave Antennas*. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 1985. 535 p. (in Russ.)
6. С2-1123-48. Short-Wave Band Antennas. Types, Sizes, Electrical Characteristics, Technical Conditions. USSR, Ministry of Shipbuilding Industry, approved 1948. (in Russ.)
7. VNTP 212-93. *Transmitting and Receiving Radio Stations, Radio-television Transmitting Stations and Radio-Television Repeaters*. Approved by the Ministry of Communications of Russia. Order of 15.07.93 № 168. Introduced 01.01.1994.
8. Shakhgildyan V.V. *Design of Radio Transmitters*. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 2000. 656 p. (in Russ.)
9. Pashkevich V., Golubev V., Protsenko M. Modeling and Calculation Characteristics of APAA HF-Band Based on Whip Antennas. *Proc. of Telecom. Universities*. 2021;7(1):81–92. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-81-92
10. Barabashov B.G., Anishin M.M., Gbankov G.A., Kosogor A.A. Software Package for Predicting Characteristics of HF Radio Channels. *Proceedings of the International Scientific and Technical Conference on Radio Engineering, Electronics and Communications, 6–8 October 2015, Omsk, Russia*. Omsk: Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering Publ.; 2015. p.106–108. (in Russ.)

11. VOACAP Online services. HF Propagation Prediction and Ionospheric Communications Analysis. URL: <https://www.voacap.com> [Accessed 14th May 2022]
12. Rec. ITU-R P.533-13 (07/2015). *Method for the Prediction of the Performance of HF Circuits*.
13. GOST 24375-80. *Radio communication. Terms and definitions*. Moscow: Izdatelstvo standartov Publ.; 1982. (in Russ.)
14. Kalinin A.I., Cherenkova E.L. *Propagation of Radio Waves and Operation of Radio Lines*. Moscow: Sviaz Publ.; 1971. 440 p. (in Russ.)
15. Rothammel K., Kriske A. *Antennas*. Vol. 1. Translated from Germ. Moscow: Lite Ltd; 2000. 416 p.
16. Yakovlev A.F., Pyatnenkov A.E. *Wide-Band Directional Antenna Arrays Made of Vibratory Elements*. St. Petersburg: Naval Communications Research Center Publ.; 2007. 141 p. (in Russ.)
17. DuHamel R., Isbell D. Broadband logarithmically periodic antenna structures. *Proceedings of the IRE National Convent Record, USA New York*. IEEE; 1957. Part 1. p.119–128. DOI:10.1109/IRECON.1957.1150566
18. Carrel R. Calculation of Log-Periodic Vibratory Antennas. In: *Benenson L.S. Ultra-Broadband Antennas*. Moscow: Mir Publ.; 1964. (in Russ.)
19. Bankov S., Gribov A., Kurushin A. *Electromagnetic Design Antennas and Microwave Structures with FEKO*. Moscow: ONE-BOOK Publ.; 2013. 423 p. (in Russ.)
20. Golubev V.M., Pashkevich V.D. Ultra-Wide-Band Logoperiodic Antenna with Collinear Vibrators. Patent RF, no. 179700, 09.11.2017. (in Russ.)
21. Golubev V., Pashkevich V., Protsenko M. Development and Experimental Study of APAA HF-Bandwidth Controlled Radiation Pattern. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(1):50–59. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-50-59
22. Blagoveschenskiy D.V. *Radio Communication and Electromagnetic Interference*. Saint Petersburg: Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation Publ.; 2002. 70 p. (in Russ.)
23. Romanov U.V. About some typical errors in the construction of high-speed HF radio communication systems. *Tekhnika radiosvyazi*. 2012;18:5–20. (in Russ.)

Статья поступила в редакцию 28.07.2022; одобрена после рецензирования 16.08.2022; принята к публикации 19.08.2022.

The article was submitted 28.07.2022; approved after reviewing 16.08.2022; accepted for publication 19.08.2022.

## Информация об авторах:

**ПАШКЕВИЧ**  
**Василий Дмитриевич**

начальник отдела перспективных исследований и разработок АО «НТИ «Радиосвязь»  
 <https://orcid.org/0000-0001-9306-1934>

**ГОЛУБЕВ**  
**Валерий Михайлович**

кандидат технических наук, главный научный сотрудник отдела перспективных исследований и разработок АО «НТИ «Радиосвязь»  
 <https://orcid.org/0000-0002-6740-6414>

**ПРОЦЕНКО**  
**Михаил Сергеевич**

кандидат технических наук, доцент, профессор кафедры радиорелейной, тропосферной и спутниковой связи СПбГУТ им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  
 <https://orcid.org/0000-0003-2927-6644>

**ЮРКОВ**  
**Михаил Владимирович**

главный специалист отдела перспективных исследований и разработок АО «НТИ «Радиосвязь»  
 <https://orcid.org/0000-0002-1929-7508>

**ПРОШИН**  
**Павел Владимирович**

ведущий инженер отдела радиопередающих устройств АО «НТИ «Радиосвязь»  
 <https://orcid.org/0000-0001-8093-9496>

**ПАТЯК**  
**Виктория Игоревна**

инженер 1 категории отдела перспективных исследований и разработок АО «НТИ «Радиосвязь»  
 <https://orcid.org/0000-0003-2378-9983>

**АНОХИН**  
**Андрей Сергеевич**

младший научный сотрудник НИИ оперативно-стратегических исследований строительства ВМФ ВУНЦ ВМФ «Военно-морская академия»  
 <https://orcid.org/0000-0002-3160-5737>



Научная статья

УДК 621.396.75

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-72-79



## Методика расчета радиуса зоны электромагнитной доступности источника поверхностных волн с заданной плотностью спектра изотропно излучаемого сигнала

Олег Вениаминович Попов<sup>1</sup>, ov.popov@mail.ru

Андрей Витальевич Тумашов<sup>2</sup>, ice47reg@yandex.ru

Георгий Николаевич Борисов<sup>1</sup>, georgiiborisov@gmail.com

Константин Олегович Коровин<sup>2</sup> ✉, konstkor@mail.ru

<sup>1</sup>ООО «Специальный Технологический Центр»,  
Санкт-Петербург, 195220, Российская Федерация

<sup>2</sup>Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. М.А. Бонч-Бруевича,  
Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

**Аннотация:** **Актуальность.** Планирование ВЧ-радиосвязи поверхностными волнами в конечном счете состоит в определении соотношения сигнал/шум на входах приемников каждой радиолинии. Если это соотношение выше минимально допустимого, делается вывод о возможности функционирования анализируемой радиолинии в системе радиосвязи. Можно ожидать, что процесс планирования существенно упростится, если для каждой радиостанции определять радиус зоны электромагнитной доступности (РЗЭМД) по поверхностной волне. Таким образом, задача разработки методики инженерного расчета РЗЭМД является актуальной и практически важной. **Цель.** Создание методики оценки для инженерных расчетов РЗЭМД источника поверхностных волн с заданной плотностью спектра изотропно излучаемого сигнала. **Результаты.** Разработана методика расчета РЗЭМД. Предложен общий подход к определению предельной длины радиолиний поверхностных волн, основанный на введении понятия «технический фактор радиолинии». **Практическая значимость.** Построены номограммы для определения РЗЭМД. Предложена аппроксимация зависимости максимальной температуры внешних шумов от частоты в ВЧ-диапазоне аналитическим выражением. Разработана и представлена в виде графика частотная зависимость температурного коэффициента входа антенны ШТ4Н81. Показана возможность применения предлагаемой методики для решения практических задач на примере расчета РЗЭМД радиостанции TTR-2101M для моноимпульсного пеленгатора с кольцевой антенной решеткой из восьми элементов типа ШТ4Н81.

**Ключевые слова:** радиус зоны электромагнитной доступности, кольцевая антенная решетка, множитель ослабления трассы, температурный коэффициент входа антенны, технический фактор

**Ссылка для цитирования:** Попов О.В., Тумашов А.В., Борисов Г.Н., Коровин К.О. Методика расчета радиуса зоны электромагнитной доступности источника поверхностных волн с заданной плотностью спектра изотропно излучаемого сигнала // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 3. С. 72–79. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-72-79

## Method for Calculating the Radius of an Electromagnetic Availability Zone based on a Surface Wave Source with a Given Spectrum Density of an Isotropically Emitted Signal

-  **Oleg Popov**<sup>1</sup>, ov.popov@mail.ru  
 **Andrey Tumashov**<sup>2</sup>, ice47reg@yandex.ru  
 **Georgy Borisov**<sup>1</sup>, georgiiborisov@gmail.com  
 **Konstantin Korovin**<sup>2</sup>✉, konstkor@mail.ru

<sup>1</sup>JSC Spetsialnyi Tekhnologicheskii TSentr,  
St. Petersburg, 195220, Russian Federation

<sup>2</sup>The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications,  
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

**Abstract: Thematic justification.** When planning HF radio communication using surface waves, it is necessary to determine the signal-to-noise ratio at the inputs of each radio link receiver. Given a sufficiently high ratio, a conclusion can be drawn concerning the effective functionality of the analyzed radio link in a radio communication system. The planning process will be significantly simplified if the radius of the electromagnetic availability zone (REAZ) can be defined for surface waves at each radio station. Thus, the task of developing a methodology for engineering calculation of REAZ is relevant and practically important. **Goal.** To develop an estimating technique for engineering calculations of a REAZ based on a surface wave source with a given isotropically emitted signal spectrum density. **Results.** A technique for calculation of the radius of the electromagnetic accessibility zone was developed. A general approach for determining the limiting length of radio links of surface waves is proposed, based on the introduced "technical factor of a radio link" concept. **Practical implications.** Nomograms for determining the radius of an electromagnetic accessibility zone were constructed. The dependence of the maximum temperature of external noise on frequency in the HF range can be approximated using an analytical expression. The developed frequency dependence of the temperature coefficient of the input of an ShT4N81 antenna is presented in a graphical form. The feasibility of using the proposed technique for solving practical problems is demonstrated on the example of calculating the radius of the electromagnetic accessibility zone of a TTR-2101M radio station for a monopulse direction finder with a ring antenna array consisting of eight elements of the ShT4N81 type.

**Keywords:** radius of the electromagnetic availability zone, ring antenna array, path attenuation factor, temperature coefficient of antenna input, technical factor

**For citation:** Popov O., Tumashov A., Borisov G., Korovin K. Method for Calculating the Radius of an Electromagnetic Availability Zone based on a Surface Wave Source with a Given Spectrum Density of an Isotropically Emitted Signal. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(3):72–79. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-72-79

## Введение

Поверхностные волны широко используются в ВЧ-диапазоне для связи на небольшие расстояния (до нескольких десятков километров). Это объясняется высокой стабильностью условий распространения на трассах поверхностных волн, а также сложностью перехвата передаваемых по ним сообщений, ввиду малого радиуса зоны электромагнитной доступности (РЗЭМД). Однако при этом расчет РЗЭМД становится весьма важной задачей как при планировании самой радиосвязи, так и мероприятий по обнаружению факта ее существования.

Отправной точкой для расчета РЗЭМД является минимальное отношение сигнал/шум на входе приемника, при котором он функционирует с заданным качеством. Определить уровень сигнала на входе приемника можно, воспользовавшись полученным В.А. Фоком [1] решением задачи о дифракции радиоволн вокруг гладкой сферической поверхности. Найденный в результате решения этой задачи множитель ослабления трассы

позволяет представить мощность сигнала на входе приемника, как функцию его удаления от источника поверхностных волн [2, 3].

При отсутствии преднамеренных помех уровень шумов на входе приемника не зависит от его местоположения, следовательно, отношение сигнал/шум будет уменьшаться по мере удлинения трассы, т. е. совместно с уменьшением уровня сигнала. Расстояние, на котором отношение сигнал/шум уменьшится до минимально допустимого значения, и будет РЗЭМД заданного источника для заданного приемника. Таким образом, расчет РЗЭМД целесообразно начать с определения суммарной мощности шумов, пересчитанных ко входу приемника.

## Мощность шумов на входе приемника ВЧ-диапазона

Как известно [2], мощность шумов на входе приемника определяется выражением:

$$P_{\text{ш}} = k_{\text{Б}} T_{\text{ш}} \Delta f, \quad (1)$$

где  $K_B = 1,38 \cdot 10^{-23} \left[ \frac{\text{Вт}}{\text{град} \cdot \text{Гц}} \right]$  – постоянная Больцмана;  $\Delta f$  [Гц] – полоса пропускания приемника;  $T_{\text{ш}}$  [К] – эффективная шумовая температура на входе приемника.

Эффективную шумовую температуру на входе приемника можно представить в виде суммы температуры внешних шумов, шумов антенно-фидерного тракта и приемника [2]:

$$T_{\text{ш}} = \eta T_a + (1 - \eta) T_0 + T_{\text{пр}}, \quad (2)$$

где  $T_a$  – суммарная температура всех внешних шумов на входе антенны;  $T_0 = 290$  К – стандартная температура;  $T_{\text{пр}}$  – температура шумов приемника, пересчитанных к его входу;  $\eta = \eta_{\phi} \eta_a \eta_c$  – коэффициент полезного действия (КПД) антенно-фидерного тракта (АФТ);  $\eta_a$  – КПД антенны;  $\eta_{\phi}$  – КПД фидера;  $\eta_c$  – коэффициент согласования по сопротивлению антенны с фидером, подключенным к приемнику:

$$\eta_c = \frac{4R_a R_{\text{пр}}}{|Z_a + R_{\text{пр}}|^2}, \quad (3)$$

где  $Z_a = R_a + X_a$  – входное сопротивление антенны;  $R_{\text{пр}}$  – входное сопротивление фидера с подключенным к нему идеально согласованным приемником.

Выражение (2) удобно преобразовать к виду:

$$T_{\text{ш}} = \eta T_{\text{аэ}}, \quad (4)$$

где  $T_{\text{аэ}}$  – эффективная шумовая температура антенны (суммарная температура шумов на входе антенны):

$$T_{\text{аэ}} = T_a + \frac{(1 - \eta) T_0 + T_{\text{пр}}}{\eta}. \quad (5)$$

Входящая в (5) температура шумов на входе приемника определяется выражением:

$$T_{\text{пр}} = (N - 1) T_0, \quad (6)$$

где  $N$  – коэффициент шума приемника.

Максимальная температура внешних шумов антенны, как следует из графиков [4], является функцией частоты и в ВЧ-диапазоне изменяется от  $3 \times 10^{11}$  [К] (на частоте 1,5 МГц) до  $3 \times 10^4$  [К] (на частоте 30 МГц).

Для численного моделирования эту зависимость удобно представить в аналитическом виде:

$$T_a = 10^{0,867 \cdot \log^2(f) - 6,54 \cdot \log(f) + 12,31}, \quad (7)$$

где  $f$  – частота, выраженная в мегагерцах.

Как следует из соотношения (5), эффективная шумовая температура зависит не только от температуры внешних шумов, но и от КПД антенно-фидерного тракта, который в ВЧ-диапазоне изменяется в весьма широких пределах.

В силу этого обстоятельства, эффективную шумовую температуру в дальнейшем анализе удобно представить в виде произведения:

$$T_{\text{аэ}} = T_a K_t^2, \quad (8)$$

где  $K_t$  – температурный коэффициент входа антенны (ТКВА).

Как следует из выражений (5, 6 и 8), ТКВА определяется следующим образом:

$$K_t = \sqrt{\frac{T_{\text{аэ}}}{T_a}} = \sqrt{1 + \frac{NT_0}{\eta T_a}}. \quad (9)$$

Видно, что ТКВА является интегральным параметром, поскольку зависит от КПД антенно-фидерной системы, коэффициента шума приемника и температуры внешних шумов.

Поскольку в ВЧ-диапазоне температура внешних шумов, как указано выше, не менее  $3 \times 10^4$  [К], из выражения (9) следует, что антенные системы с высоким КПД АФТ ( $\eta \geq 0,1$ ) имеют ТКВА во всем ВЧ-диапазоне, близкий к единице. Однако реальный КПД антенн, предназначенный для работы поверхностной волной, в большей части ВЧ-диапазона существенно ниже. Поэтому, точный расчет ТКВА представляет собой отдельную задачу и в рамках данной работы не рассматривается.

На рисунке 1 представлен ТКВА типового несимметричного вибратора с вынесенной точкой питания ШТ4Н81 при развертывании на сухой и влажной почвах. Коэффициент шума приемника принимался в расчетах равным 10. Видно, что на частотах ниже 6 МГц ТКВА можно считать равным единице.

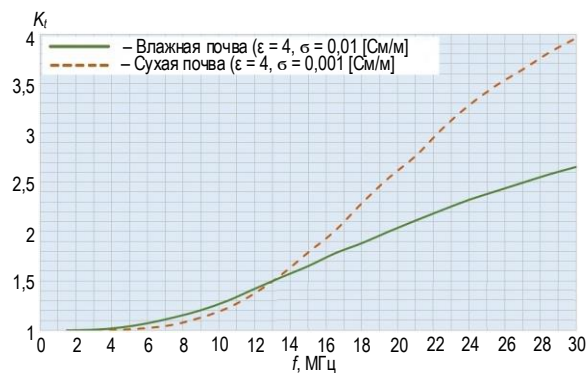


Рис. 1. ТКВА ШТ4Н81 при развертывании на сухой и влажной почвах для  $N = 10$

Fig. 1 Antenna Input Temperature Coefficient for ShT4N81 for Deployment on Dry and Moist Soil for  $N = 10$

Принимая во внимание (4 и 8), суммарная мощность шумов на входе приемника, определяемая выражением (1), будет:

$$P_{\text{ш}} = k_B \Delta f \eta T_a K_t. \quad (10)$$

Таким образом, введение в рассмотрение слабо зависящего от частоты интегрального параметра ТКВА позволило выделить КПД антенной системы

в выражении для мощности шума на входе приемника в виде самостоятельного сомножителя.

### Отношение сигнал/шум на входе приемника поверхностных волн как функция расстояния от источника

Как известно [2, 3], мощность сигнала на входе приемника определяется соотношением:

$$P_c = \Pi \cdot A \cdot \eta_c \cdot \eta_\phi, \quad (11)$$

где  $\Pi = \frac{|\vec{E}_c|^2}{120\pi}$  – модуль вектора Пойнтинга;  $\vec{E}_c$  – вектор напряженности поля сигнала;  $A$  – эффективная площадь антенны, под которой, по определению [5], понимается площадь фронта плоской волны, вся мощность с которой передается в идеально согласованную нагрузку.

В свою очередь, модуль напряженности поля сигнала связан с изотропно излучаемой мощностью источника следующим образом [5, 7]:

$$|\vec{E}_c| = \frac{\sqrt{30P_{uu}}}{r} |V|, \quad (12)$$

где  $P_{uu} = P_1 G_1$  – изотропно излучаемая мощность источника поля;  $P_1$  – мощность, подводимая к передающей антенне;  $G_1$  – коэффициент усиления передающей антенны;  $|V|$  – модуль множителя ослабления трассы;  $r$  – расстояние между приемной и передающей антеннами (длина трассы).

Выражение (12) позволяет представить модуль вектора Пойнтинга в виде:

$$\Pi = \frac{P_{uu}}{4\pi r^2} |V|^2. \quad (13)$$

Эффективная площадь антенны связана с коэффициентом усиления соотношением:

$$A = \frac{\lambda^2 G}{4\pi}, \quad (14)$$

где  $\lambda$  – длина волны;  $G$  – коэффициент усиления антенны.

В свою очередь коэффициент усиления антенны определяется с помощью выражения:

$$G = D \eta_a, \quad (15)$$

где  $D$  – коэффициент направленного действия антенны (КНД).

Выражения (10, 11, 13 и 14) позволяют представить отношение мощности сигнала на входе приемника к мощности шума следующим образом:

$$q^2 = \frac{P_c}{P_{ш}} = P_{uu}^c D \left( \frac{\lambda |V|}{4\pi r} \right)^2 \frac{1}{k_B T_0 K_t^2 T_a}, \quad (16)$$

где  $q = \frac{U_c}{U_{ш}}$ ;  $U_c$  – действующее значение напряжения сигнала;  $U_{ш}$  – действующее значение напря-

жения шума;  $P_{uu}^c$  – плотность спектра изотропно излучаемой мощности:

$$P_{uu}^c = \frac{P_{uu}}{\Delta f}. \quad (17)$$

Как и следовало ожидать, с увеличением расстояния до источника поверхностных волн отношение сигнал/шум на входе приемника уменьшается, поскольку уменьшается сомножитель, стоящий в круглых скобках. Следовательно, предельной длиной радиолнии поверхностных волн будет расстояние, на котором отношение сигнал/шум опустится до минимально допустимого значения.

### Методика расчета РЗЭМД источников поверхностных волн

Обычно под зоной электромагнитной доступности понимается область, в пределах которой источник с заданной плотностью спектра изотропно излучаемой мощности создает на входе приемника сигнал, достаточный для работы с заданным качеством. Тогда РЗЭМД есть предельная длина радиолнии поверхностных волн для выбранных источника сигнала и приемника на выбранной частоте.

Пусть  $q_{\min}$  – минимальное отношение сигнал/шум, при котором обеспечивается работа радиоприемного устройства с заданной точностью и достоверностью.

Тогда РЗЭМД источника поверхностной волны можно определить из соотношения (16), преобразовав его в уравнение относительно  $r_{\max}$ :

$$\frac{\lambda |V|}{4\pi r_{\max} \sqrt{k_B T_0}} = q_{\min} \sqrt{\frac{T_a}{T_0}} R_{тф}, \quad (18)$$

где  $R_{тф}$  – технический фактор радиолнии, учитывающий параметры источника поверхностных волн и приемного устройства;  $R_{тф}^0 = (P_{uu}^c D)^{-1/2}$  – технический фактор радиолнии при идеальном приемном тракте:

$$R_{тф} = K_t (P_{uu}^c D)^{-1/2} = K_t R_{тф}^0. \quad (19)$$

Под идеальным приемным трактом понимается согласованная линия передачи, составленная из элементов без потерь, т. е. фидер, у которого  $\eta = 1$ . При этом, как следует из соотношения (9),  $K_t = 1$ , т. к. в ВЧ-диапазоне  $(NT_0)/T_a \ll 1$  [4].

Наибольшие вычислительные трудности при решении уравнения (18) вызывает определение модуля множителя ослабления трассы  $|V|$ , величина которого находится из решения задачи о дифракции радиоволн на полупроводящей сфере большого радиуса.



Если приемная и передающая антенны находятся непосредственно на поверхности этой сферы, то модуль множителя ослабления трассы будет [3, 5]:

$$|V| = 2\sqrt{\pi z} \left| \sum_{s=1}^{\infty} \frac{e^{izt_s}}{t_s + q^2} \right|, \quad (20)$$

где

$$z = r_{\max}^3 \sqrt{\frac{\pi}{\lambda a^2}}, \quad (21)$$

$$q = i \sqrt{\frac{\pi a}{\lambda}} \frac{1}{\sqrt{\varepsilon + i60\sigma\lambda}}, \quad (22)$$

где  $\varepsilon$  – относительная диэлектрическая проницаемость почвы;  $\sigma$  [См/м] – удельная проводимость почвы;  $a = 6,37 \cdot 10^6$  [м] – радиус земли;  $t_s$  – корни характеристического уравнения.

Характеристическое уравнение, определяющее значения  $t_s$ , имеет вид:

$$w_2'(t) - q w_2(t) = 0, \quad (23)$$

где  $w_2(t)$  – функция Эйри второго рода, являющаяся одним из решений дифференциального уравнения Эйри;  $w_2'(t)$  – производная от функции Эйри второго рода по полному аргументу.

Функция  $w_2(t)$  связана с функцией Ханкеля второго рода порядка одной трети соотношением:

$$w_2(t) = \sqrt{\frac{\pi t}{3}} e^{-\frac{i2\pi}{3}} H_{\frac{1}{3}}^{(2)} \left( \frac{2}{3} t^{\frac{3}{2}} \right). \quad (24)$$

Значения первых пяти корней характеристического уравнения для двух предельных значений параметра  $q$  ( $q = \infty$  и  $q = 0$ ) приведены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Первые пять корней характеристического уравнения

TABLE 1. The First Five Roots of Eigenvalue Equation

| $S$                               |              | 1     | 2     | 3     | 4     | 5     |
|-----------------------------------|--------------|-------|-------|-------|-------|-------|
| $t_s^\infty e^{-i\frac{2\pi}{3}}$ | $q = \infty$ | 2,338 | 4,088 | 5,521 | 6,787 | 7,994 |
| $t_s^0 e^{-i\frac{2\pi}{3}}$      | $q = 0$      | 1,019 | 3,248 | 4,820 | 6,163 | 7,372 |

Все последующие корни с достаточной для практики точностью могут быть вычислены по формулам:

$$t_s^\infty = \left[ \frac{3}{2} \left( s - \frac{1}{4} \right) \pi \right]^{2/3} e^{i2\pi/3}, \quad (25)$$

$$t_s^0 = \left[ \frac{3}{2} \left( s - \frac{3}{4} \right) \pi \right]^{2/3} e^{i2\pi/3}. \quad (26)$$

Для промежуточных значений параметра  $q$  корни  $t_s$  вычисляются в соответствии с выражением:

$$\left. \begin{aligned} t_s; t_s^0 + \frac{q}{t_s^0} & \text{ при } |q|\sqrt{t_s} < 1 \\ t_s; t_s^\infty + \frac{1}{q} & \text{ при } |q|\sqrt{t_s} > 1 \end{aligned} \right\}. \quad (27)$$

Вычисления по формулам (20–27) позволяют представить левую часть уравнения (18) в графическом виде. На рисунке 2 изображено семейство кривых, описывающих зависимость левой части этого уравнения от протяженности радиолинии, при заданной длине волны (сплошные линии)  $\lambda$ .

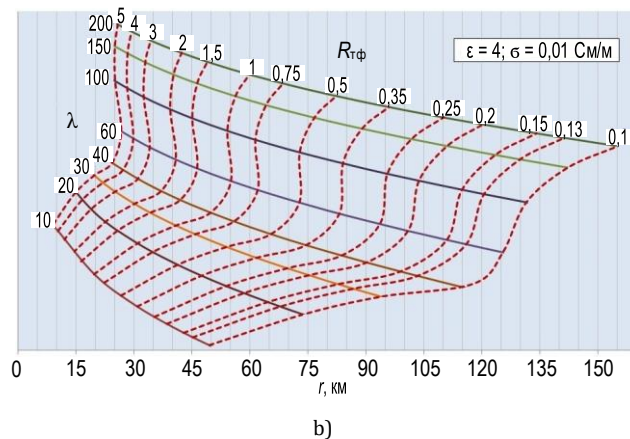
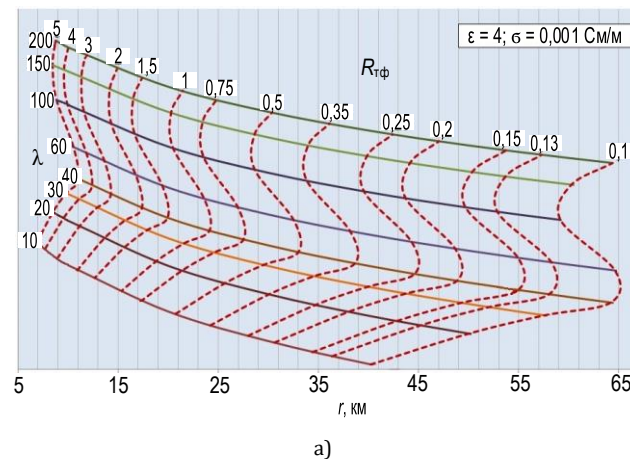


Рис. 2. Номограммы для определения РЗЭМД для сухой (а) и влажной (б) почвы

Fig. 2. Nomograms for Determination of Radius of the Electromagnetic Accessibility Zone: a) for Dry soil b) for Moist Soil

На каждой кривой, характеризующей определенной длиной волны, зафиксированы точки, соответствующие значениям правой части уравнения (18) при заданном техническом факторе. Соединением точек с одинаковым техническим фактором получено второе семейство кривых (пунктирные линии), образующее совместно с первым криволинейную координатную сетку, точки которой определяются длиной волны и техническим фактором. Поскольку при этом каждой точке, лежащей в пределах координатной сетки, соответствует длина радиолинии, представленные семейства кривых могут использоваться в качестве номограмм для определения РЗЭМД при сухой и влажной почвах по заданной частоте (длине волны) и вычисленном техническом факторе.

Таким образом, задача определения РЗЭМД свелась к определению технического фактора радиолинии «источник поля» – «приемное устройство». Как видно из (18), технический фактор представляет собой произведение двух сомножителей, один из которых  $R_{\text{тф}}^0$ . Его значение полностью определяется шириной спектра сигнала, изотропно излучаемой мощностью и направленно-стью приемной антенны. Все эти величины являются паспортными данными, вследствие чего вычисление  $R_{\text{тф}}^0$  не вызывает серьезных затруднений. Более сложным является определение второго сомножителя технического фактора – ТКВА. Этот параметр зависит, как следует из (10), от КПД АФТ.

Для определения КПД АФТ требуется построить подробную математическую модель антенны с системой противовесов или заземления, поскольку эти системы являются неотъемлемой частью антенн поверхностных волн. Актуальность решения такой задачи обусловлена тем, что современные программные комплексы, такие как Ansys HFSS, Altair FEKO, CST MWS и другие, во-первых, не применимы к антеннам, размещаемым сразу в двух средах, а во-вторых, не разделяют активную составляющую входного сопротивления антенны на сопротивление потерь и сопротивление излучения.

В работе [6] изложена методика расчета сопротивления потерь заземленных несимметричных вибраторов с вынесенной точкой питания и получены необходимые аналитические выражения. Считая, что распределение тока вдоль проводников такого вибратора совпадает с распределением в нагруженной однородной линии без потерь, можно определить его входное сопротивление, КПД АФТ, и, в конечном итоге, ТКВА.

Поскольку все антенны, предназначенные для работы поверхностными волнами, конструируются как несимметричные системы, в которых один из зажимов заземляется, т. е. подключается к противовесу или заземлению, методику [6] можно использовать для определения ТКВА всех типов антенн, пригодных для работы поверхностными волнами.

Таким образом, считая, что ТКВА и КНД приемной антенны известны, методику расчета РЗЭМД можно представить состоящей из двух этапов:

- по известным КНД и ТКВА приемного устройства, а также заданной плотности спектра изотропно излучаемой мощности, с помощью соотношения (19) определяется технический фактор радиолинии;
- по заданной частоте (длине волны) и вычисленному техническому фактору, пользуясь номограммой (см. рисунок 2) с характеристиками почвы, на которой развернута приемная антенна, определяется РЗЭМД.

### Расчет РЗЭМД радиостанции TTR-2101М для пеленгатора «Торн-8ПМК»

В качестве примера рассмотрим решение задачи по определению РЗЭМД радиостанции TTR-2101М для пеленгатора «Торн-8ПМК».

#### Исходные данные

Характеристики источника поверхностных волн (радиостанция TTR-2101М):

- ширина спектра сигнала ( $\Delta f$ ): 3 КГц;
- изотропно излучаемая мощность ( $P_{\text{из}}$ ): 150 Вт;
- диапазон рабочих частот (1,5–30) МГц.

Характеристики приемного устройства (пеленгатор моноимпульсный «Торн-8ПМК»):

- коэффициент шума приемника ( $N$ ): 10;
- антенная система: восьмиэлементная КАР с радиусом 25 м (развернутая на влажной почве);
- антенные элементы: несимметричные вибраторы типа ШТ4Н81.

#### Ограничения и допущения

Потери в элементах фидерного тракта КАР пренебрежимо малы по сравнению с потерями в антенных элементах и потерях на рассогласование.

#### Предварительные расчеты

- 1) Вычисление плотности спектра изотропно излучаемой мощности.

В соответствии с (17) получим:

$$P_{\text{из}}^c = \frac{P_{\text{из}}}{\Delta f} = \frac{150}{3 \cdot 10^3} = 0,05 \left[ \frac{\text{Вт}}{\text{Гц}} \right].$$

- 2) Вычисление ТКВА приемной антенной системы.

ТКВА КАР с учетом сделанного допущения равен ТКВА антенного элемента, т. е. его зависимость от частоты представлена на рисунке 1b сплошной линией.

- 3) Вычисление КНД приемной антенной системы.

Анализ КНД восьмиэлементной КАР с радиусом 25 м, выполненный по методике, изложенной в [7], показал, что под малыми углами к горизонту значения КНД может определяется соотношением:

$$D_{\text{а,б}} = \begin{cases} 3 & \text{при } R/\lambda \leq 0,09 \\ \frac{4\pi^2 R}{\lambda} & \text{при } 0,09 \leq R/\lambda \leq 0,52. \\ 20,5 & \text{при } R/\lambda \geq 0,52 \end{cases} \quad (28)$$

#### Вычисление технического фактора

Соотношение (18) совместно с (28), вычисленным значением  $P_{\text{из}}^c$ , и значениями ТКВА, полученными из графика на рисунке 1b, позволяет определить технический фактор радиолинии «пеленгатор» – «радиостанция» во всем рабочем диапазоне TTR-2101М. Промежуточные результаты вычислений и значения технического фактора  $R_{\text{тф}}$  представлены в таблице 2.

ТАБЛИЦА 2. Значения технического фактора радиолинии «Торн-8ПМК» – «ТТР-2101М» и промежуточных параметров

TABLE 2. Values of "Torn-8PMK" – TTR-2101M Radio Link Technical Factor

| Параметры \ F[Мц] | 1,5  | 3    | 6    | 9    | 12   | 15   | 18   | 21   | 24   | 27   | 30   |
|-------------------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| $D$               | 4,9  | 9,9  | 19,7 | 20,5 | 20,5 | 20,5 | 20,5 | 20,5 | 20,5 | 20,5 | 20,5 |
| $P_{тф}^0$        | 2,02 | 1,42 | 1,01 | 0,99 | 0,99 | 0,99 | 0,99 | 0,99 | 0,93 | 0,99 | 0,99 |
| $K_t$             | 1    | 1    | 1,1  | 1,2  | 1,4  | 1,65 | 1,9  | 2,15 | 2,35 | 2,5  | 2,7  |
| $R_{тф}$          | 2,02 | 1,42 | 1,11 | 1,19 | 1,39 | 1,63 | 1,88 | 2,13 | 2,33 | 2,48 | 2,67 |

### Расчет РЗЭМД

Определение РЗЭМД производится с помощью номограммы, построенной для влажной почвы (см. рисунок 2b). Порядок пользования номограммой следующий:

- на криволинейной координатной сетке находится точка, соответствующая заданной частоте и техническому фактору радиолинии;
- от этой точки опускается нормаль на нижнюю горизонтальную шкалу, с которой считывается значение РЗЭМД.

На рисунке 3 линиями со стрелками показана последовательность определения РЗЭМД на частоте 6 МГц.

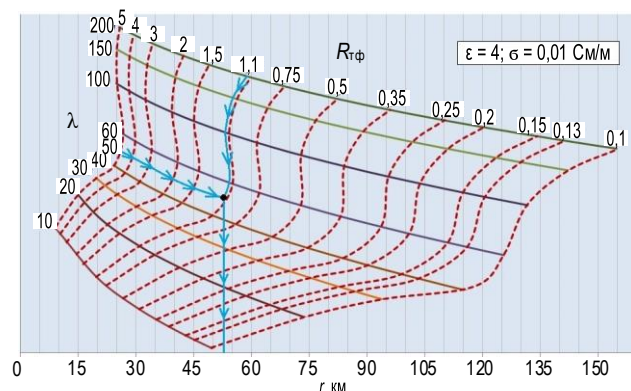


Рис. 3. Порядок определения РЗЭМД на частоте 6 МГц

Fig. 3. The Way of Determination of the Radius of the Electromagnetic Accessibility Zone at 6MHz Frequency

Результаты вычисления РЗЭМД радиостанции ТТР-2101М для пеленгатора «Торн-8ПМК» представлены на рисунке 4. Видно, что максимальный РЗЭМД обеспечивается на частотах порядка 6 МГц. Уменьшение РЗЭМД при дальнейшем снижении частоты объясняется уменьшением как направленных свойств приемной КАР, так и ее КПД за счет уменьшения согласования по сопротивлению. Полученные результаты хорошо согласуются с опытом практического применения поверхностных волн [2, 3, 8, 9], рекомендующего использовать этот механизм распространения на частотах не выше 10–15 МГц.

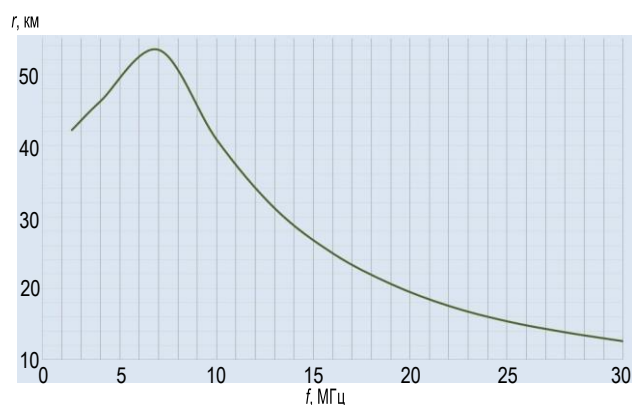


Рис. 4. Зависимость РЗЭМД радиостанции ТТР-2101М для пеленгатора «Торн-8ПМК» от частоты

Fig. 4. The Dependence of Radius of the Electromagnetic Accessibility Zone for Radio Station TTR-2101M for "Torn-8PMK" Direction Finder

### Заключение

В работе были построены номограммы для определения РЗЭМД, позволяющие при известных параметрах паспортных данных изделия оценить возможности работы. Предложенная формула аппроксимации зависимости максимальной температуры внешних шумов от частоты в ВЧ диапазоне может применяться для определения реальной чувствительности пеленгатора.

Разработанная методика определения РЗЭМД отличается простотой, пригодна для инженерных расчетов и может использоваться как при планировании системы радиосвязи поверхностными волнами, так и мероприятий по ее контролю.

В качестве примера рассмотрено использование предлагаемой методики на примере расчета РЗЭМД радиостанции иностранных армий ТТР-2101М для моноимпульсного пеленгатора с КАР из восьми элементов типа ШТ4Н81.

В отличие от существующих модельных методик, имеющих ряд ограничений и рассчитанных на использование в диапазонах ОВЧ и УВЧ [10], предложенная методика является более универсальной и предназначена для использования в ВЧ-диапазоне.

# Список источников

1. Фок В.А. Проблемы дифракции и распространения электромагнитных волн. М.: Советское радио, 1970. 518 с.
2. Гавеля Н.П., Истрашкин А.Д., Муравьев Ю.К., Серков В.П. Антенны. Ч. 1. Л.: ВАС, 1963. 633 с.
3. Серков В.П. Распространение радиоволн и антенные устройства. Л.: ВАС, 1981.
4. Рекомендация МСЭ-R P.372-16 (08/2022) Радишум.
5. Калинин А.И., Черенкова Е.Л. Распространение радиоволн и работа радиолоний. М.: Связь, 1971.
6. Попов О.В., Тумашов А.В., Борисов Г.Н. Методика расчета сопротивления потерь заземленных несимметричных вибраторов с вынесенной точкой питания // Успехи современной радиоэлектроники. 2021. Т. 75. № 4. С. 71–79. DOI:10.18127/j20700784-202104-10
7. Муравьев Ю.К. Справочник по расчету проволочных антенн. Л.: ВАС, 1978. С. 239–250.
8. Чернов Ю.А. Распространение радиоволн и прикладные вопросы. М.: ТЕХНОСФЕРА, 2017. 688 с.
9. Айзенберг Г.З. Коротковолновые антенны. М.: Радио и связь, 1985.
10. Козьмин В.А., Муратов А.В., Сладких В.А. Оценка зоны электромагнитной доступности телекоммуникационных систем // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2012. № 2. С. 27–31.

# References

1. Fok V.A. *Problems of Diffraction and Propagation of Electromagnetic Waves*. Moscow: Sovetskoe radio Publ.; 1970. 518 p. (in Russ.)
2. Gavelya N.P., Istrashkin A.D., Muraviev Yu.K., Serkov V.P. *Antennas. Part 1*. Leningrad: Military Academy of Telecommunications Publ.; 1963. 633 p. (in Russ.)
3. Serkov V.P. *Radio Wave Propagation and Antenna Devices*. Leningrad: Military Academy of Telecommunications Publ.; 1981. (in Russ.)
4. Rec. ITU-R P.372-16 (08/2022) *Radio noise*.
5. Kalinin A.I., Cherenkova E.L. *Propagation of Radio Waves and the Operation of Radio Links*. Moscow: Sviaz Publ.; 1971. (in Russ.)
6. Popov O.V., Tumashov A.V., Borisov G.N. Method for Calculating the Loss Asymmetric Vibrators with a Remote Power Point. *Journal Achievements of Modern Radioelectronics*. 2021;75(4):71–79. DOI:10.18127/j20700784-202104-10
7. Muravyov Yu.K. *Handbook for the Calculation of Wire Antennas*. Leningrad: Military Academy of Telecommunications Publ.; 1978. p.239–250. (in Russ.)
8. Chernov Yu.A. *Propagation of Radio Waves and Applied Issues*. Moscow: TEKHOSFERA Publ.; 2017. 688 p. (in Russ.)
9. Aizenberg G.Z. *Shortwave Antennas*. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 1985. (in Russ.)
10. Kozmin V.A., Muratov A.V., Sladkih V.A. Estimation of Electromagnetic Availability Zone for Telecommunication Systems. *Bulletin of Voronezh State Technical University*. 2012;2:27–31. (in Russ.)

Статья поступила в редакцию 16.08.2022; одобрена после рецензирования 22.08.2022; принята к публикации 26.08.2022.

The article was submitted 16.08.2022; approved after reviewing 22.08.2022; accepted for publication 26.08.2022.

## Информация об авторах:

**ПОПОВ**  
**Олег Вениаминович**

кандидат технических наук, доцент, ведущий научный сотрудник ООО «Специальный технологический центр»  
 <https://orcid.org/0000-0002-5315-2679>

**ТУМАШОВ**  
**Андрей Витальевич**

аспирант кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  
 <https://orcid.org/0000-0003-2656-0463>

**БОРИСОВ**  
**Георгий Николаевич**

инженер ООО «Специальный технологический центр»  
 <https://orcid.org/0000-0002-3275-251X>

**КОРОВИН**  
**Константин Олегович**

кандидат физико-математических наук, доцент, заведующий кафедрой радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  
 <https://orcid.org/0000-0001-7979-3725>



Научная статья

УДК 621.396.969

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-80-99



# Модель технологии сетевого позиционирования метровой точности 5G NR.

## Часть 2. Обработка сигналов PRS

Григорий Алексеевич Фокин, grihafokin@gmail.com

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,  
Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

**Аннотация:** Вторая часть исследования о моделировании технологии сетевого позиционирования метровой точности 5G NR посвящена процедурам обработки разностно-дальномерных измерений на основе сконфигурированных опорных сигналов позиционирования PRS с результирующей оценкой координат пользовательского устройства методом наблюдаемой разности времен прихода сигналов OTDOA. Программная реализация процедур первичной и вторичной обработки сигналов PRS в имитационной модели использует встроенные функции пакета расширения 5G Toolbox специального программного обеспечения Matlab. В результате оценки точности позиционирования пользовательских устройств в сетях стандарта 5G NR средствами имитационного моделирования, показано, что в диапазоне FR1 точность оценок координат менее одного метра достигается при увеличении ширины полосы частот с 50 до 60 МГц, а максимальная точность позиционирования в диапазоне FR2 в канале с шириной полосы частот 400 МГц и частотой дискретизации 491,52 МГц составила 0,2 м.

**Ключевые слова:** 5G NR, PRS, позиционирование, метровая и дециметровая точность

**Источник финансирования:** работа подготовлена при финансовой поддержке Российского научного фонда по гранту № 22-29-00528.

**Ссылка для цитирования:** Фокин Г.А. Модель технологии сетевого позиционирования метровой точности 5G NR. Часть 2. Обработка сигналов PRS // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 3. С. 80–99. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-80-99

# Simulation Model of 5G NR Network Positioning Technology with Meter Accuracy.

## Part 2. PRS Signals Processing

Grigoriy Fokin, grihafokin@gmail.com

The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications,  
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

**Abstract:** The second part of the study on 5G NR network positioning technology with meter accuracy modeling is devoted to the procedures for range-difference measurements processing based on configured PRS positioning reference signals with the resulting estimate of the user equipment coordinates based on observed time difference of arrival (OTDOA) of the signals. The software implementation of the procedures for PRS signals primary and secondary processing in the simulation model uses the built-in functions of the 5G Toolbox extension package of the special MATLAB software. The assessment of the positioning accuracy of user devices in 5G NR networks using simulation modeling in the FR1 range shows that the accuracy of coordinate estimates of less than one meter is achieved when increasing the bandwidth from 50 to 60 MHz with the maximum positioning accuracy in the FR2 band in a channel having a bandwidth of 400 MHz and a sampling rate of 491.52 MHz was 0.2 m.

**Keywords:** 5G NR, PRS, positioning, meter and decimeter accuracy

**Funding:** the work was supported by the Russian Science Foundation, grant No. 22-29-00528.

**For citation:** Fokin G. Simulation Model of 5G NR Network Positioning Technology with Meter Accuracy. Part 2. PRS Signals Processing. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(3):80–99. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-80-99

## 1. Введение

В одной из первых опубликованных в 2015 г. работ по определению местоположения (ОМП) пользовательских устройств (UE, *аббр. от англ.* User Equipment) с использованием инфраструктуры базовых станций gNB (gNodeB) в сетях пятого поколения 5G NR (*аббр. от англ.* New Radio) было показано [1], что в условиях кооперативного позиционирования и достаточно плотного распределения приемопередатчиков при расстоянии между gNB порядка 100 м и плотности UE от 1000 устройств на квадратный километр потенциальная точность оценок координат (ОК) UE менее одного метра достигается с вероятностью более 95 %. С 2015 г. в рамках партнерского проекта 3GPP (*аббр. от англ.* 3rd Generation Partnership Project) была проведена фундаментальная работа по совершенствованию технологии сетевого позиционирования в сетях LTE (*аббр. от англ.* Long-Term Evolution) методом наблюдаемой разности времен прихода сигналов OTDOA (*аббр. от англ.* Observed Time Difference of Arrival) на основе обработки специальных опорных сигналов позиционирования PRS (*аббр. от англ.* Position Reference Signal) как для абонентских терминалов, так и для устройств Интернета вещей (IoT, *аббр. от англ.* Internet of Things) [2]. Результаты имитационного моделирования (ИМ) технологии сетевого позиционирования LTE для полосы 10 МГц с 50 ресурсными блоками (РБ) показали точность ОК до 40 м с вероятностью 95 % для подвижного UE (3 км/ч) в сценарии макросот с разном соседних базовых станций eNB (eNodeB) 700 м. В сверхплотных сетях UDN (*аббр. от англ.* Ultra-Dense Networks) радиодоступа пятого поколения 5G NR вероятность наличия прямой видимости (LOS, *аббр. от англ.* Line of Sight) в радиолиниях gNB–UE микросот существенно выше, чем в сценариях eNB–UE макросот сетей LTE, поэтому с увеличением числа LOS gNB, осуществляющих первичные дальномерные (ДМ) измерения времени прихода сигнала (ТОА, *аббр. от англ.* Time of Arrival), потенциальная точность оценок координат UE достигает уже единиц метров [3]. Помимо точности первичных измерений и условий отсутствия прямой видимости NLOS (*аббр. от англ.* Non Line of Sight) в радиолиниях gNB–UE дополнительными источниками погрешности ОК в методе OTDOA с обработкой сигналов PRS канале «вниз» DL (*аббр. от англ.* Downlink TDOA, OTDOA) для сетей 5G NR являются рассинхронизация базовых станций gNB и не-

точность их известных координат [4]. Например, рассинхронизация gNB в 1 нс вносит систематическую погрешность первичных ДМ измерений в 0,3 м, а типовая погрешность временной метки глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС, *от англ.* GNSS – Global Navigation Satellite System) в 50 нс приводит уже к смещению в 15 м. В [5] средствами имитационного моделирования (ИМ) проиллюстрировано влияние рассинхронизации базовых станций gNB на точность позиционирования в сетях 5G NR методом OTDOA: при идеальной синхронизации gNB точность ОК UE составляет менее 1 м с вероятностью 50 %; при внесении погрешности синхронизации gNB в 50 нс точность ОК UE при прочих равных условиях снижается уже до 7 м. Также при решении навигационной задачи по первичным разностно-дальномерным (РДМ) измерениям в пользовательском устройстве местоположения (МП) базовых станций должны быть известны UE, однако если координаты gNB транслируются посредством ГНСС, результирующая оценка координат UE получает дополнительное смещение вследствие погрешности, вносимой ГНСС в МП gNB. Таким образом, для метровой точности позиционирования UE в сетях 5G NR и погрешность синхронизации базовых станций gNB, и неточность их координат должны быть минимизированы. В 15-м релизе 3GPP для высокоточного определения местоположения была предложена поддержка ГНСС систем «кинематики реального времени» GNSS-RTK (*аббр. от англ.* Real Time Kinematic), позволяющая получить координаты и высоты точек местности сантиметровой точности посредством поправок к ГНСС. В 16-м релизе 3GPP для позиционирования UE получила развитие концепция использования сигналов PRS, апробированная в сетях LTE. В процессе работы над 17-м релизом 3GPP для высокоточного позиционирования в сетях 5G NR была отмечена также необходимость компенсации задержек при прохождении сигналами радио- и base-band-тракта обработки на нулевой частоте (где осуществляется обработка сигналов PRS) как в пользовательском устройстве UE, так и в приемопередающем модуле TRP (*аббр. от англ.* Transmission Reception Point) базовой станции gNB [6]; без предварительной калибровки эти задержки могут составлять несколько наносекунд.

При достижении сантиметровой точности МП базовых станций, наносекундной синхронизации gNB и калибровке трактов TRP и UE потенциальная

точность ОК пользовательского устройства определяется, во-первых, геометрическим фактором точности позиционирования GDOP (*аббр. от англ. Geometric Dilution of Precision*), и во-вторых, погрешностью первичных измерений.

Параметр GDOP зависит от взаимного территориального распределения UE и gNB, участвующих в сеансе позиционирования. Так, в работе [7] в задачах ОМП в сетях 5G NR методом OTDOA предлагается использовать дополнительную метрику качества позиционирования PQM (*аббр. от англ. Positioning Quality Metric*), основанную на GDOP, для выбора наиболее подходящих для сбора первичных РДМ измерений базовых станций gNB, работающих в режиме диаграммообразования (ДО). Целесообразность исключения из вторичной обработки некоторых базовых станций gNB подтверждается также результатами исследования [8] для сценария первичных измерений по опорным зондирующим сигналам SRS (*аббр. от англ. Sounding Reference Signal*) в канале «вверх» UL при позиционировании в сетях 5G методом UTDOA (*аббр. от англ. Uplink TDOA*).

В одной из первых работ [9], где средствами ИМ выполнена оценка точности позиционирования устройств в сетях 5G в зависимости от первичных РДМ измерений по сигналам PRS показано, что погрешность ОК UE менее одного метра достигается в диапазоне FR2 (*аббр. от англ. Frequency Range 2*) для нумерологий NR с разносом поднесущих более 60 кГц. В [10] для позиционирования UE предлагается использовать параметр упреждения по времени TA (*аббр. от англ. Timing Advance*), полученный в результате первичных измерений в канале случайного доступа RACH (*аббр. от англ. Random Access Channel*). Необходимость реализации подсистемы приема и обработки сигналов PRS с дробной оценкой времени прихода сигнала TOA обоснована в [11]. Так, для набора используемых радиointерфейсом 5G NR частот дискретизации 7,68; 15,36; 30,72; 61,44; 122,88; 245,76 и 491,52 МГц разрешение TOA с целочисленным интервалом дискретизации при переводе в ДМ измерения составляет 39; 19,5; 9,8; 4,9; 2,4; 1,2 и 0,6 м, соответственно. Для сигнала NR с частотой дискретизации 30,72 МГц показана возможность дробной оценки TOA с разрешением в 0,13 от интервала дискретизации, что составляет 1,27 м. В одной из последних работ по позиционированию в сетях 5G NR [12] для достижения сантиметровой точности ОК UE предлагается фазовый метод оценки времени прихода сигнала, аналогичный используемому в системах GNSS-RTK. Результаты имитационного моделирования показывают, что данный подход заслуживает внимания для выполнения требований 18-го релиза 3GPP TS 22.261 [13] и TS 22.104 [14] в части, касающейся позиционирования с дециметровой точностью.

На сегодняшний день можно выделить следующие спецификации и рекомендации партнерского проекта 3GPP [13–28], имеющие отношения к технологиям сетевого позиционирования пятого и последующих поколений. В TS 22.261 [13] и TS 22.104 [14] сформулированы требования в части, касающейся сетевого позиционирования 5G с дециметровой точностью. В TR 22.872 [15] описаны сценарии позиционирования в сетях 5G с количественными и качественными требованиями. В TR 38.855 [16] формализованы условия моделирования сценариев позиционирования 5G NR. В TR 38.857 [17] содержатся дополнительные требования и сценарии совершенствования технологии позиционирования 5G NR. Архитектура и процедуры технологии позиционирования UE на уровне сети радиодоступа NG-RAN (*аббр. от англ. Next Generation Radio Access Network*) рассмотрены в TS 38.305 [18]. Процедуры взаимодействия NG-RAN и функции определения местоположения LMF (*аббр. от англ. Location Management Function*) в плоскости управления CP (*аббр. от англ. Control Plane*) при позиционировании UE регламентированы протоколом NRPPa (*аббр. от англ. NR Positioning Protocol A*) в TS 38.455 [19], а также протоколом LPP (*аббр. от англ. LTE Positioning Protocol*) в TS 37.355 [20]. Спецификации физического и канального уровней стандарта 5G NR, имеющие отношения к вопросам обработки сигналов PRS, представлены в [21–25] и [26,27], соответственно. В TR 38.901 [28] описаны модели радиоканала в диапазоне от 0,5 до 100 ГГц, используемые при имитационном моделировании технологии 5G NR.

Настоящая статья является продолжением работы [29] и посвящена исследованию процедур вторичной обработки первичных РДМ измерений на основе сигналов PRS с результирующей оценкой координат пользовательского устройства методом OTDOA в сетях 5G NR средствами ИМ.

Ввиду достаточно широкого круга вопросов, определяющих точность технологий сетевого позиционирования 5G [30–32], в настоящем исследовании сделаны следующие допущения. Во-первых, из совокупности сценариев позиционирования в сетях 5G NR [33,34], с точки зрения территориального распределения gNB и UE, в настоящей работе рассматривается ОМП UE в масштабе микросот на плоскости. Во-вторых, из набора процедур позиционирования в сетях 5G NR [35], с точки зрения первичных измерений и их вторичной обработки, исследуется позиционирование UE методом OTDOA по излученным gNB сигналам PRS в канале «вниз» с приемом и обработкой в пользовательском устройстве. В-третьих, по критерию геометрического фактора снижения точности [36–38], с точки зрения топологии расположения базовых станций gNB, анализируется сценарий позиционирования UE с фиксированным МП, при котором обеспечивается оп-



тимистический GDOP. В-четвертых, из множества прикладных сценариев использования методов сетевого позиционирования в экосистеме 5G [39,40] результирующая точность оценки координат пользовательского устройства представляет интерес не только как непосредственная задача ОМП UE, но и как инструмент управления диаграммой направленности в отдельной радиолинии сверхплотной сети радиодоступа миллиметрового диапазона.

Материал настоящей работы организован далее следующим образом. В разделе 2 формализована имитационная модель технологии сетевого позиционирования 5G NR с обработкой сигналов PRS. В разделе 3 представлены результаты оценки точности технологии позиционирования 5G NR с обработкой сигналов PRS средствами ИМ. Раздел 4 содержит выводы и пути дальнейших исследований.

## 2. Имитационная модель технологии сетевого позиционирования 5G NR с обработкой сигналов PRS

В настоящем разделе рассматривается конфигурация объектов имитационной модели технологии сетевого позиционирования 5G NR с обработкой опорных сигналов позиционирования PRS [41] пакета расширения 5G Toolbox [42] в следующем порядке. В 2.1 представлена конфигурация территориального распределения базовых станций gNB и UE для получения оптимистического GDOP. В 2.2 формализованы процедуры и реализующие их программные модели формирования и передачи сигналов PRS базовыми станциями gNB. В 2.3 описаны модели радиоканала между базовыми станциями gNB и пользовательским устройством UE, используемые для воспроизведения условий распространения радиоволн (PPV) в задачах сетевого позиционирования UE. В 2.4 рассмотрены процедуры и реализующие их программные модели приема и обработки сигналов PRS пользовательским устройством с результирующей оценкой координат UE.

### 2.1. Конфигурация территориального распределения gNB и UE

Предварительная конфигурация территориального распределения gNB и UE обусловлена необходимостью получения оптимистического геометрического фактора точности GDOP. В таком случае точность оценки координат UE при вторичной обработке опорных сигналов PRS, полученная в результате решения системы нелинейных уравнений РДМ метода, оказывается сопоставимой по порядку с точностью первичных РДМ измерений, полученных в результате приема и первичной обработки опорных сигналов PRS. Скрипт 1 содержит инициализацию числа кадров, несущей частоты, числа gNB и масштаб сценария территориального распределения gNB и пользовательского устройства в ИМ.

#### Скрипт 1. Инициализация параметров имитационной модели

```
clear all; clc; close all;
rng('default'); % генератор случайных чисел
% инициализация параметров имитационной модели
nFrames = 1; % число кадров по 10 мс
fc = 3e9; % несущая частота, Гц
% нумерологии стандарта 5G NR
NumRB=52; % число физических ресурсов блоков
SubcarrierSpacing=15; % разнос поднесущих, кГц
% параметры территориального распределения gNB и UE
UEPos = [0 0]; % конфигурация МП UE на плоскости
% конфигурация числа базовых станций gNB и их местоположений на плоскости
numgNBs = 5; % число gNB
rd=100; % масштабируемое расстояние между gNB от UE
% координаты gNB на плоскости в м
gNBPos = get_gNB_positions(numgNBs,rd);
% визуализация территориального расположения UE и gNB
plot_gNB_and_UE_positions(gNBPos,UEPos,1:numgNBs, rd);
```

Для получения территориального распределения базовых станций gNB с оптимистическим GDOP используется скрипт 2.

#### Скрипт 2. Расстановка gNB для оптимистического GDOP

```
function gNBPos = get_gNB_positions(numgNBs,rd)
% функция возврата массива случайных координат gNBs
for gNBIdx = 1:numgNBs
% расположение gNB случайно в пределах сектора
% gNBIdx*2*pi/numgNBs рад.
phi = gNBIdx*2*pi/numgNBs+rand(1,1)*2*pi/(2*numgNBs)-
2*pi/(2*numgNBs);
% расположение gNB случайно на удалении от UE
r = rd + (gNBIdx*rd/numgNBs) +
randi([0,rd/numgNBs],1,1);
% преобразование полярных координат в прямоугольные
[x,y] = pol2cart(phi,r);
gNBPos{gNBIdx} = [x,y];
end
end
```

Принцип расположения numgNBs базовых станций на плоскости заключается в следующем. Во-первых, каждая gNB с индексом gNBIdx располагается в своем секторе, угол раскрытия которого определяется в радианах как  $gNBIdx \cdot 2\pi / numgNBs$ . Во-вторых, каждая gNB с индексом gNBIdx располагается от пользовательского устройства на удалении  $rd + (gNBIdx \cdot rd / numgNBs) + randi([0, rd / numgNBs], 1, 1)$  с масштабируемым расстоянием rd. Данный прием обеспечивает равномерное увеличение расстояния с ростом gNBIdx таким образом, что первым по времени прихода TOA и наиболее мощным будет сигнал, принимаемый от gNB с первым индексом, которая выполняет роль опорной базовой станции при оценке TDOA.

Рисунок 1 показывает сценарий территориального распределения numgNBs базовых станций gNB и пользовательского устройства UE в начале координат.

Далее рассмотрим процедуры и реализующие их программные модели формирования и передачи сигналов PRS базовыми станциями gNB.



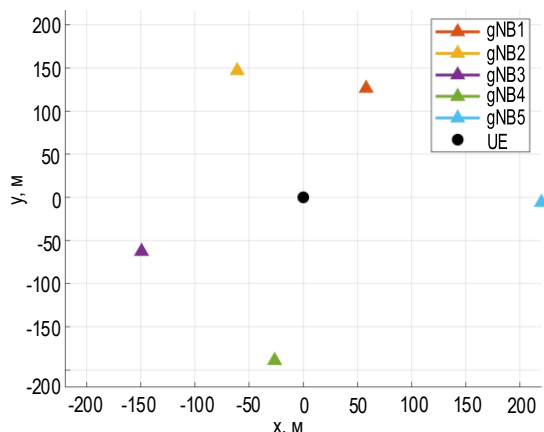


Рис. 1. Сценарий территориального распределения gNB и UE на плоскости

Fig. 1. Scenario of Terrestrial Distribution of gNB and UE on the Plane

## 2.2. Модели формирования и передачи сигналов PRS в gNB

### Конфигурация параметров несущей gNB

Скрипт 3 содержит конфигурацию параметров несущей carrier для всех gNB, работающих на одной частоте. Конфигурация осуществляется с использованием различных физических идентификаторов соты cellIds, которые инициализируются для numgNBs базовых станций случайным образом командой randperm(1008, numgNBs) - 1 в диапазоне от 0 до 1007.

#### Скрипт 3. Конфигурация параметров несущей gNB

```
% инициализация параметров несущей для базовых станций
% физические идентификаторы соты
cellIds = randperm(1008, numgNBs) - 1;
% конфигурация несущей для numgNBs базовых станций
carrier = repmat(nrCarrierConfig, 1, numgNBs);
for gNBIdx = 1:numgNBs
    carrier(gNBIdx).NCellID = cellIds(gNBIdx);
    carrier(gNBIdx).NSizeGrid = NumRB;
    carrier(gNBIdx).SubcarrierSpacing = SubcarrierSpacing;
end
validate_carriers(carrier); % проверка корректности
```

Для отдельной gNB конфигурация несущей осуществляется объектом nrCarrierConfig [43] пакета расширения 5G Toolbox [42]. Затем командой repmat(nrCarrierConfig, 1, numgNBs) данная конфигурация повторяется для numgNBs базовых станций. Объект nrCarrierConfig устанавливает конфигурацию несущей для стандартной нумерологии OFDM (аббр. от англ. Orthogonal Frequency Division Multiplexing) символов согласно 3GPP TS 38.211 [22] и определяет характеристики разнеса поднесущих, ширины полосы, а также параметры сдвига относительно точки A, центра поднесущей 0 в общем ресурсном блоке CRB 0 (аббр. от англ. Common Resource Block) [29]. Для разнеса поднесущих 60 кГц можно указать нормальный ('normal') или расширенный ('extended') циклический префикс (ЦП, от англ. CP – Cyclic Prefix). По умолчанию функция nrCarrierConfig инициализируется для сигнала с шириной полосы 10 МГц, что соответствует

52 РБ и разнесом поднесущих 15 кГц. Корректность инициализированных параметров проверяет функция validate\_carriers(carrier). Таблица 1 содержит параметры объекта nrCarrierConfig [43] со значениями по умолчанию (Default).

ТАБЛИЦА 1. Параметры объекта nrCarrierConfig

TABLE 1. nrCarrierConfig Object Parameters

| Параметры          | Содержание                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |
|--------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| NCellID            | идентификатор соты на физическом уровне; может принимать значения от 0 до 1007; по умолчанию: 1                                                                                                                                                                                                                                      |
| Subcarrier-Spacing | разнос поднесущих для всех каналов и опорных сигналов; может принимать значения 15, 30, 60, 120, 240 кГц; по умолчанию: 15                                                                                                                                                                                                           |
| Cyclic-Prefix      | циклический префикс; может принимать значения 'normal' или 'extended'; 'normal' – нормальный ЦП соответствует 14 OFDM символам в слоте; 'extended' – расширенный ЦП соответствует 12 OFDM символам в слоте; для нумерологии, указанных в TS 38.211, расширенный ЦП применяется для разнеса поднесущих 60 кГц; по умолчанию: 'normal' |
| NSizeGrid          | количество РБ в ресурсной сетке несущей; может принимать значения от 1 до 275; значение 52 соответствует максимальному количеству РБ несущей 10 МГц с разнесом поднесущих 15 кГц; по умолчанию: 52                                                                                                                                   |
| NStartGrid         | начало ресурсной сетки несущей относительно общего ресурсного блока CRB 0; может принимать значения от 0 до 2199; является параметром более высокого уровня offsetToCarrier; по умолчанию: 0                                                                                                                                         |
| NSlot              | номер слота в виде неотрицательного целого числа; можно установить NSlot в значение, превышающее количество слотов на кадр, тогда придется убедиться, что значение равно модулю количества слотов на кадр; по умолчанию: 0                                                                                                           |
| NFrame             | системный номер кадра SFN (аббр. от англ. System Frame Number); может принимать значения от 0 до 1023; можно установить NFrame в значение больше, чем максимальный номер кадра 1023, тогда придется убедиться, что значение равно модулю 1024; по умолчанию: 0                                                                       |
| Symbols-PerSlot    | количество OFDM символов на слот: 14 – для нормального ЦП; 12 – для расширенного ЦП; задается параметром CyclicPrefix; по умолчанию: 14                                                                                                                                                                                              |
| SlotsPer-Subframe  | количество слотов на 1 субкадр 1 мс; может принимать значения 1, 2, 4, 8, 16; задается на основе параметра SubcarrierSpacing 15, 30, 60, 120 и 240, соответственно; по умолчанию: 1                                                                                                                                                  |
| SlotsPer-Frame     | количество слотов на кадр 10 мс; может принимать значения 10, 20, 40, 80, 160; задается на основе параметра SubcarrierSpacing 15, 30, 60, 120 и 240, соответственно; по умолчанию: 10                                                                                                                                                |

### Конфигурация параметров сигналов PRS

Рассмотрим конфигурацию параметров опорных сигналов позиционирования PRS. Для конфигурации параметров сигналов PRS используется объект nrPRSConfig. По умолчанию объект инициа-

лизирует набор с одним ресурсом PRS, занимающим 52 ресурсных блока и охватывающий первые 12 OFDM символов на слот. В сочетании с системным объектом `nrCarrierConfig` по умолчанию `nrPRSConfig` выделяет полную полосу пропускания для передачи сигналов PRS. Таблица 2 содержит параметры `nrPRSConfig` [44]. Использование параметров объекта `nrPRSConfig` (см. таблица 2) проиллюстрировано в [29]. Скрипт 4 содержит параметры конфигурации сигналов PRS для разных базовых станций gNB в настоящей имитационной модели.

ТАБЛИЦА 2. Параметры объекта `nrPRSConfig`

TABLE 2. `nrPRSConfig` Object Parameters

| Параметры               | Содержание                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |
|-------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| PRS-Resource-SetPeriod  | периодичность интервала и сдвиг интервала набора ресурсов PRS в виде опции; а) 'on' – все ресурсы PRS присутствуют в рабочем слоте; б) 'off' – в рабочем слоте отсутствуют все ресурсы PRS; в) двухэлементный вектор [TPRSPeriod, TPRSOffset], где TPRSPeriod – периодичность набора ресурсов; номинальное значение TPRSPeriod должно быть равно 2 <sup>n</sup> , умноженному на одно из значений в наборе {4, 5, 8, 10, 16, 20, 32, 40, 64, 80, 160, 320, 640, 1280, 2560, 5120, 10 240}, где n – конфигурация разности поднесущих со значением 0, 1, 2, 3; TPRSOffset – смещение слота набора ресурсов PRS в диапазоне [0, TPRSPeriod-1]; по умолчанию: 'on' |
| PRS-Resource-Offset     | смещение/сдвиг слота каждого ресурса PRS (начиная с 0), предоставляемый параметром более высокого уровня d1-PRS-ResourceSlotOffset-r16 скалярно в диапазоне [0, 511] или вектором в диапазоне [0, 511]; свойство представляет смещение начального слота ресурса PRS относительно смещения набора ресурсов PRS TPRSOffset; по умолчанию: 0                                                                                                                                                                                                                                                                                                                      |
| PRS-Resource-Repetition | коэффициент повтора ресурса PRS, предоставляемый параметром более высокого уровня d1-PRS-ResourceRepetitionFactor-r16 как 1, 2, 4, 6, 8, 16, 32; значение свойства одинаково для всех ресурсов PRS в наборе ресурсов PRS; чтобы включить это свойство, для параметра PRSResourceSetPeriod задается вектор [TPRSPeriod, TPRSOffset]; по умолчанию: 1                                                                                                                                                                                                                                                                                                            |
| PRS-Resource-TimeGap    | смещение/разнос слотов между двумя последовательными повторяющимися экземплярами ресурса PRS, заданное как 1, 2, 4, 8, 16, 32; свойство представляет смещение в количестве слотов между двумя повторяющимися экземплярами ресурса PRS; значение этого свойства одинаково для всех ресурсов PRS в наборе ресурсов PRS; свойство предоставляется параметром более высокого уровня d1-PRS-ResourceTimeGap-r16; по умолчанию: 1                                                                                                                                                                                                                                    |
| Muting-Pattern1         | конфигурация битов для приглушения слотов PRS по варианту 1 в виде [] или вектора с двоичным знаком длины 2, 4, 6, 8, 16, 32; по умолчанию: []                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                 |

| Параметры              | Содержание                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                               |
|------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| MutingBit-Repetition   | коэффициент повтора битов приглушения слотов PRS, предоставляемый параметром высокого уровня d1-PRS-MutingBitRepetitionFactor-r16, как 1, 2, 4, 8; это свойство указывает количество последовательных экземпляров набора ресурсов PRS, N, соответствующих каждому элементу параметра MutingPattern1; по умолчанию: 1                                                                                                                                                                                     |
| Muting-Pattern2        | конфигурация битов для приглушения слотов PRS по варианту 2 в виде [] или вектора с двоичным значением длины 1, 2, 4, 6, 8, 16, 32; по умолчанию: []                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |
| NumPRS-Symbols         | количество последовательных OFDM символов, выделенных для каждого ресурса PRS в виде скаляра в диапазоне [0, 12] или вектора в диапазоне [0, 12]; по умолчанию: 12                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                       |
| Symbol-Start           | начальный OFDM символ каждого ресурса PRS в слоте (начиная с 0) в виде скаляра в диапазоне [0, 13] или вектора целых чисел в диапазоне [0, 13]; по умолчанию: 0                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                          |
| NumRB                  | количество физических ресурсных блоков PRB, выделенных для всех ресурсов PRS в наборе ресурсов в виде скаляра в диапазоне [0, 275]; по умолчанию: 52                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                     |
| RBOffset               | начальный индекс PRB всех ресурсов PRS относительно сетки ресурсов несущей carrier в виде скаляра в области значений [0, 274]; по умолчанию: 0                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |
| CombSize               | размер гребенки (плотность) всех ресурсов PRS в наборе ресурсов, указанный как 2, 4, 6, 12; размер гребенки представляет интервал ресурсных элементов RE; это свойство предоставляется параметром более высокого уровня d1-PRS-CombSizeN-r16; значение 2 указывает, что объект должен выделять каждый 2-й ресурсный элемент RE в физическом ресурсном блоке PRB для сигнала PRS, 4 указывает, что выделяется каждый 4-й RE в PRB для PRS и т.д.; по умолчанию: 2                                         |
| REOffset               | начальное смещение ресурсного элемента RE в первом PRS OFDM символе каждого ресурса PRS в виде скаляра или вектора целых чисел в диапазоне [0, (CombSize-1)]; относительные смещения в RE следующих PRS OFDM символов определяются относительно значения REOffset; по умолчанию: 0                                                                                                                                                                                                                       |
| NPRSID                 | идентификатор последовательности каждого ресурса PRS, предоставленный параметром более высокого уровня d1-PRS-SequenceID-r16, заданным как скаляр или вектор целых чисел в диапазоне [0, 4095]; по умолчанию: 0                                                                                                                                                                                                                                                                                          |
| Freq-ency-Offset-Table | таблица сдвига частот размером 4 на 13; свойство доступно только для чтения; таблица содержит относительные смещения ресурсных элементов в каждом OFDM символе PRS, определенном относительно свойства REOffset, в соответствии с TS 38.211 [22]; четыре строки в таблице соответствуют четырем значениям свойства CombSize; 13 столбцов в таблице соответствуют номерам OFDM символов в распределении ресурсов PRS от 0 до 12; объект автоматически устанавливает это свойство на основе TS 38.211 [22] |

**Скрипт 4. Конфигурация параметров сигналов PRS**

```

% вектор сдвигов слотов ресурсов PRS
prsSlotOffsets = 0:2:(2*numgNBs - 1);
% вектор индексов PRS
prsIDs = randperm(4096,numgNBs) - 1;
% конфигурация свойств PRS
prs = nrPRSCONFIG; % конфигурация набора ресурсов PRS
% периодичность/сдвиг набора ресурсов PRS
prs.PRSResourceSetPeriod=[10 0];
% сдвиг слота каждого ресурса PRS
prs.PRSResourceOffset = 0;
% коэффициент повтора ресурсов PRS
prs.PRSResourceRepetition = 1;
% разнос слотов между двумя последовательными
% повторяющимися экземплярами ресурса PRS
prs.PRSResourceTimeGap = 1;
% конфигурация битов для приглушения
% слотов PRS по варианту 1
prs.MutingPattern1 = [];
% конфигурация битов для приглушения
% слотов PRS по варианту 2
prs.MutingPattern2 = [];
% количество последовательных OFDM символов,
% выделенных для каждого ресурса PRS
prs.NumPRSSymbols = 12;
% начальный символ OFDM каждого ресурса PRS в слоте
prs.SymbolStart = 0;
% количество физических PRB,
% выделенных для всех ресурсов PRS
prs.NumRB = NumRB;
% начальный индекс PRB всех ресурсов PRS
% относительно сетки ресурсов
prs.RBOffset = 0;
% размер гребенки (плотность) всех ресурсов PRS
prs.CombSize = 12;
% конфигурация prs для numgNBs базовых станций
prs = repmat(prs,1,numgNBs);
for gNBIdx = 1:numgNBs
    prs(gNBIdx).PRSResourceOffset =
    prsSlotOffsets(gNBIdx);
    prs(gNBIdx).PRSID = prsIDs(gNBIdx);
end

```

Затем командой `repmat(prs,1,numgNBs)` данная конфигурация повторяется для `numgNBs` базовых станций `gNB` ИМ с различными параметрами сдвигов слотов `prsSlotOffsets` и индексами PRS `prsIDs`. Конфигурация параметров ресурсов PRS осуществляется так, чтобы исключить одновременное наложение сигналов PRS отдельных `gNB` друг на друга и, таким образом, нивелировать проблему слышимости [29]. Вообще, наложение сигналов PRS в частотно-временной ресурсной сетке можно исключить, например, используя неперекрывающиеся распределения символов во временном домене или ресурсных элементов в частотном домене; также возможно использование режима «приглушения». В настоящей ИМ используются различные сдвиги слотов `prsSlotOffsets` с индексами `prsIDs` от разных базовых станций `gNB` для исключения их взаимного наложения (см. рисунки 2–4).

**Конфигурация параметров канала PDSCH**

Рассмотрим конфигурацию параметров физического распределенного/общего канала «вниз» PDSCH (аббр. от англ. Physical Downlink Shared Channel). Конфигурация канала PDSCH в пакете рас-

ширения 5G Toolbox [42] осуществляется с использованием объекта `nrPDSCHConfig` [44] согласно 3GPP TS 38.211 [15]. Объект `nrPDSCHConfig` определяет параметры обработки сигналов в канале PDSCH, включая параметры скремблирования, модуляции, отображения на слои, перемежение виртуальных VRB (аббр. от англ. Virtual Resource Blocks) и физических PRB ресурсных блоков, а также сопоставление ресурсных элементов RE (аббр. от англ. Resource Element) с шаблонами зарезервированных ресурсов. Объект `nrPDSCHConfig` также содержит свойства ассоциированных с каналом PDSCH физических опорных сигналов, таких как, опорный сигнал демодуляции DM-RS (аббр. от англ. Demodulation Reference Signal) и опорный сигнал слежения за фазой PT-RS (аббр. от англ. Phase Tracking Reference Signal). По умолчанию объект `nrPDSCHConfig` конфигурирует однослойный (в одном частотном домене) канал PDSCH с отображением типа A, квадратурной фазовой манипуляцией QPSK (аббр. от англ. Quadrature Phase Shift Keying), выделением в частотно-временной ресурсной сетке 52 ресурсных блоков и 14 OFDM символов в слоте. Таблица 3 содержит параметры `nrPRSCONFIG` [45].

**ТАБЛИЦА 3. Параметры объекта `nrPDSCHConfig`**TABLE 3. `nrPDSCHConfig` Object Parameters

| Параметры   | Содержание                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  |
|-------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| NSizeBWP    | количество физических ресурсных блоков PRB в части полосы пропускания BWP (Bandwidth Part); может принимать значения от 1 до 275; значение по умолчанию [] используется для установки этого параметра в свойство NSizeGrid объекта <code>nrCarrierConfig</code> ; по умолчанию: []                                                                          |
| NStartBWP   | начальный индекс физического ресурсного блока PRB в части полосы пропускания BWP относительно общего ресурсного блока CRB 0; может принимать значения от 0 до 2473; значение по умолчанию [] используется для установки этого параметра в свойство NStartGrid объекта <code>nrCarrierConfig</code> ; по умолчанию: []                                       |
| ReservedPRB | зарезервированные физические ресурсные блоки PRB и шаблон OFDM символов в части полосы пропускания BWP; по умолчанию: <code>nrPDSCH-Reserved-Config</code>                                                                                                                                                                                                  |
| ReservedRE  | зарезервированные индексы RE в BWP в виде вектора неотрицательных целых чисел; параметр задает индексы RE (отсчитываемые от 0), которые недоступны для PDSCH из-за наличия в конкретном слоте опорного сигнала информации о состоянии канала CSI-RS (аббр. от англ. Channel State Information Reference Signal) или опорного сигнала соты; по умолчанию: [] |
| Modulation  | схема модуляции 'QPSK', '16QAM', '64QAM' или '256QAM'; параметр определяет тип модуляции кодовых слов и количество битов, используемых на символ модуляции; по умолчанию: 'QPSK'                                                                                                                                                                            |
| NumLayers   | количество уровней передачи в виде целого числа от 1 до 8; для одного кодового слова указывается целое число от 1 до 4; для двух кодовых слов указывается целое число от 5 до 8; по умолчанию: 1                                                                                                                                                            |



| Параметры              | Содержание                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                              |
|------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Mapping-Type           | тип сопоставления/отображения физического общего канала в виде 'A' или 'B'; по умолчанию: 'A'                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |
| Symbol-Allocation      | распределение OFDM символов физического общего канала в виде двухэлементного вектора неотрицательных целых чисел; первый элемент параметра представляет собой начало выделения для символа, начиная с 0; второй элемент представляет количество выделенных OFDM символов; при установлении параметра в [] или второго элемента вектора в 0, для общего канала не выделяются OFDM символы; по умолчанию: [0 14]                                                                                                                          |
| PRBSet                 | распределение физических ресурсных блоков PRB общего канала PDSCH в части полосы пропускания BWP в виде вектора целых чисел от 0 до 274; по умолчанию: [0:51]                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |
| VRBToPRB Inter-leaving | отключение/включение чередования VRB-PRB в виде одного из значений: 0 – отключить чередование VRB-PRB; 1 – включить чередование VRB-PRB; по умолчанию: 0                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                |
| VRBBundle-Size         | параметр размера пучка VRB с точки зрения количества PRB для перемежения VRB-PRB, заданный как 2 или 4; параметр активен, если значение VRBToPRBInterleaving равно 1; по умолчанию: 2                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                   |
| NID                    | идентификатор скремблирования в канале PDSCH в виде [] или целого числа от 0 до 1023; если настроен параметр более высокого уровня dataScramblingIdentityPDSCH, то NID должен находиться в диапазоне от 0 до 1023; если параметр dataScramblingIdentityPDSCH не настроен, NID должен находиться в диапазоне от 0 до 1007; при установлении параметра как [], объект устанавливает идентификатор скремблирования в канале PDSCH на идентификатор соты на физическом уровне, заданный свойством NCellID несущей carrier; по умолчанию: [] |
| RNTI                   | временный идентификатор сети радиодоступа пользовательского устройства UE, заданный как целое число от 0 до 65535; по умолчанию: 1                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                      |
| DMRS                   | параметры конфигурации PDSCH DM-RS в виде объекта nrPDSCHDMRSConfig; по умолчанию: nrPDSCH-DMRS-Config                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  |
| EnablePTRS             | отключение/включение PT-RS: 0 (false) – отключить настройку PT-RS; 1 (true) – включить конфигурацию PT-RS; по умолчанию: 0                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                              |
| PTRS                   | конфигурация PDSCH PT-RS в виде объекта nrPDSCHPTRSConfig; по умолчанию: nrPDSCH-PTRS-Config                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                            |

Скрипт 5 содержит параметры конфигурации канала PDSCH для разных базовых станций gNB в настоящей ИМ.

#### Скрипт 5. Конфигурация параметров канала PDSCH

```
% конфигурация параметров канала PDSCH
pdsch = nrPDSCHConfig; % конфигурация канала PDSCH
% распределение физических ресурсных блоков
pdsch.PRBSet = 0:NumRB-1;
% распределение OFDM символов
pdsch.SymbolAllocation = [0 14];
% номер группы CDM DM-RS без данных
pdsch.DMRS.NumCDMGroupsWithoutData = 1;
% конфигурация pdsch для numgNBs базовых станций
pdsch = repmat(pdsch,1,numgNBs);
validate_num_layers(pdsch); % проверка корректности
```

Объект nrPDSCHDMRSConfig устанавливает параметры конфигурации опорного сигнала демодуляции DM-RS для физического общего канала «вниз» PDSCH и используется при настройке свойства DMRS. Объект nrPDSCHConfig определяет свойства генерации символов и индексов DM-RS в канале PDSCH, а также шаблон ресурсных элементов, не используемый для передачи данных в местах расположения символов DM-RS. Доступные только для чтения свойства этого объекта предоставляют положения поднесущих DM-RS в ресурсном блоке RB, группы мультиплексирования с кодовым разделением каналов CDM (*аббр. от англ. Code Division Multiplexing*), а также весовые коэффициенты символов DM-RS в частотно-временной ресурсной сетке. Объект nrPDSCHDMRSConfig по умолчанию определяет один символ DM-RS с индексом символа 2 (начиная с 0) с типом конфигурации 1 и антенным портом 0. Параметр NumCDMGroupsWithoutData (см. скрипт 5) объекта nrPDSCHDMRSConfig определяет количество групп CDM DM-RS без данных в виде числа 1, 2 или 3. Каждое значение указывает на различный набор номеров групп CDM согласно TS 38.214 [24]: 1 – номер группы CDM 0; 2 – номера группы CDM 0 и 1; 3 – номера группы CDM 0, 1 и 2. В настоящей ИМ используется номер 1 группы CDM DM-RS без данных. Далее в ИМ формируется массив одинаковых каналов PDSCH для numgNBs базовых станций командой `pdsch = repmat(pdsch,1,numgNBs)`. Корректность инициализации каналов PDSCH проверяется функцией `validate_num_layers(pdsch)`.

#### Формирование сигналов PRS и каналов PDSCH

Первичные РДМ измерения осуществляются пользовательскими устройствами UE по синхронно излучаемым базовыми станциями gNB сигналам PRS. Для исключения проблемы одновременной слышимости UE сигналов PRS нескольких gNB выделяемые базовым станциям для их передачи ресурсы конфигурируются в канале PDSCH специальным образом. Рассмотрим процедуры формирования ресурсов сигналов PRS и канала PDSCH для всех базовых станций gNB. Скрипт 6 содержит процедуры формирования ресурсов PRS и PDSCH.

#### Скрипт 6. Формирование ресурсов PRS и PDSCH

```
% формирование ресурсов PRS и PDSCH
% общее число слотов в ИМ
totSlots = nFrames*carrier(1).SlotsPerFrame;
% частотно-временная ресурсная сетка сигналов PRS
prsGrid = cell(1,numgNBs);
% частотно-временная ресурсная сетка данных
dataGrid = cell(1,numgNBs);
for slotIdx = 0:totSlots-1 % цикл по числу слотов ИМ
    [carrier(:).NSlot] = deal(slotIdx);
    [prsSym,prsInd] = deal(cell(1,numgNBs));
    for gNBIdx = 1:numgNBs % цикл по числу numgNBs
        % формирование пустой ресурсной сетки,
        % занимающей один слот во временном домене
        slotGrid = nrResourceGrid(carrier(gNBIdx),1);
        % формирование символов и индексов PRS
        prsSym{gNBIdx} = nrPRS(carrier(gNBIdx),prs(gNBIdx));
```



```

prsInd{gNBIdx} = nrPRSIndices(carrier(gNBIdx),prs(gNBIdx));
% отображение ресурсов сигналов PRS на сетку слота
slotGrid{prsInd{gNBIdx}} = prsSym{gNBIdx};
prsGrid{gNBIdx} = [prsGrid{gNBIdx} slotGrid];
end
% передача данных в слотах, где не передаются PRS
% ни от одной gNB для контроля проблемы слышимости
for gNBIdx = 1:numgNBs
dataSlotGrid = nrResourceGrid(carrier(gNBIdx),1);
% проверка занятости ресурсов
if all(cellfun(@isempty,prsInd))
% формирование индексов PDSCH
[pdschInd,pdschInfo] =
nrPDSCHIndices(carrier(gNBIdx),pdsch(gNBIdx));
% формирование случайных бит для передачи
data = randi([0 1],pdschInfo.G,1);
% формирование символов PDSCH
pdschSym = nrPDSCH(carrier(gNBIdx),pdsch(gNBIdx),data);
% формирование индексов и символов опорных сигналов
% демодуляции DM-RS (demodulation reference signal)
dmrsInd = nrPDSCHDMRSIndices(carrier(gNBIdx),pdsch(gNBIdx));
dmrsSym = nrPDSCHDMRS(carrier(gNBIdx),pdsch(gNBIdx));
% отображение сигналов PDSCH и соответствующего
% ему сигнала DM-RS на ресурсную сетку слота
dataSlotGrid(pdschInd) = pdschSym;
dataSlotGrid(dmrsInd) = dmrsSym;
end
dataGrid{gNBIdx} = [dataGrid{gNBIdx} dataSlotGrid];
end
end

```

Улучшение слышимости сигналов PRS от разных базовых станций обеспечивается за счет того, что передача ресурсов канала PDSCH осуществляется gNB в слотах, не занятых ресурсами PRS. Для этого в ИМ для каждой gNB формируется отдельная структура частотно-временной сетки ресурсов сигналов PRS prsGrid = cell(1,numgNBs) и отдельная структура частотно-временной сетки ресурсов канала PDSCH dataGrid = cell(1,numgNBs). Общее количество слотов для передачи gNB определяется как произведение числа кадров на число слотов в кадре: totSlots = nFrames\*carrier(1).SlotsPerFrame. В цикле по числу слотов для каждой базовой станции выполняется заполнение сетки ресурсов сигналов PRS prsGrid и ресурсов канала PDSCH dataGrid.

Рассмотрим процедуры заполнения сетки ресурсов prsGrid (см. скрипт 6). Сначала для каждой gNB формируется пустая частотно-временная ресурсная сетка slotGrid командой nrResourceGrid [46], занимающая один слот во временном домене. Затем командами nrPRSIndices [47] и nrPRS [48] формируются индексы prsInd{gNBIdx} и символы prsSym{gNBIdx} соответствующих ресурсных элементов PRS в частотно-временной ресурсной сетке по каждому индексу базовой станции gNBIdx. Далее для каждой базовой станции с индексом gNBIdx выполняется отображение символов prsSym с заданными индексами prsInd на частотно временную ресурсную сетку slotGrid. Таким образом, в цикле по gNBIdx заполняется частотно временная ресурсная сетка prsGrid для всех gNB имитационной модели.

Рассмотрим процедуры заполнения сетки ресурсов dataGrid (см. скрипт 6). Для каждой gNB формируется пустая частотно-временная ресурсная сетка dataSlotGrid командой nrResourceGrid [46], занимающая один слот во временном домене. Процедуры заполнения сетки dataSlotGrid выполняются только в тех слотах, которые не заняты ресурсами PRS. Затем командами nrPDSCHIndices [49] и nrPDSCH [50] формируются индексы pdschInd и символы pdschSym соответствующих ресурсных элементов PDSCH в частотно-временной ресурсной сетке по каждому индексу базовой станции gNBIdx. Дополнительно командами nrPDSCHDMRSIndices [51] и nrPDSCHDMRS [52] формируются индексы dmrsInd и символы dmrsSym соответствующих ресурсных элементов опорных сигналов демодуляции DM-RS. Далее для каждой базовой станции с индексом gNBIdx выполняется отображение символов pdschSym с заданными индексами pdschInd, а также символов dmrsSym с заданными индексами dmrsInd, на частотно временную сетку dataSlotGrid. Таким образом, в цикле по gNBIdx заполняется частотно временная сетка dataGrid для всех базовых станций имитационной модели.

Рисунок 2 иллюстрирует частотно-временную сетку несущей с ресурсами PRS и PDSCH от numgNBs базовых станций для рассматриваемого сценария ИМ. Число используемых поднесущих определяется числом физических ресурсных блоков prs.NumRB = 52 (см. скрипт 4), в каждом из которых 12 поднесущих, т. е. всего 624 поднесущих в частотном домене ресурсной сетки. Количество OFDM символов в одном кадре определяется числом слотов в кадре carrier(1).SlotsPerFrame=10, в каждом из которых 14 OFDM символов для нормального циклического префикса, т. е. всего 140 OFDM символов во временном домене ресурсной сетки.

Рисунки 3 и 4 масштабируют (+) рисунок 2 и иллюстрируют фрагменты сетки несущей с ресурсами PRS для gNB<sub>1</sub> и gNB<sub>2</sub>, соответственно. В частотном домене распределение ресурсов PRS использует одинаковый шаблон. Во временном домене качественный анализ распределения ресурсных элементов PRS на примере базовых станций gNB<sub>1</sub> и gNB<sub>2</sub> показывает, что они разнесены с различными сдвигами слотов prsSlotOffsets (см. скрипт 4); вектор сдвигов слотов всех gNB в настоящей ИМ равен prsSlotOffsets = [0 2 4 6 8] (см. рисунок 2).

### Модуляция OFDM

После формирование частотно-временной ресурсной сетки сигналов PRS и каналов PDSCH выполняется модуляция OFDM. Скрипт содержит реализацию процедуры OFDM с использованием функции nrOFDMModulate [53].

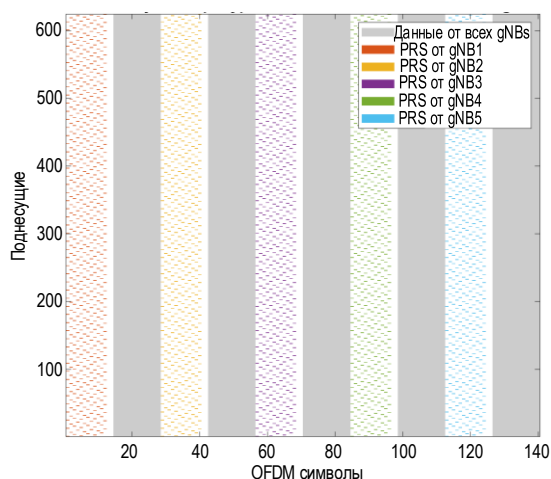


Рис. 2. Сетка несущей с PRS и PDSCH нескольких gNB  
Fig. 2. Carrier Grid with PRS and PDSCH from Multiple gNBs

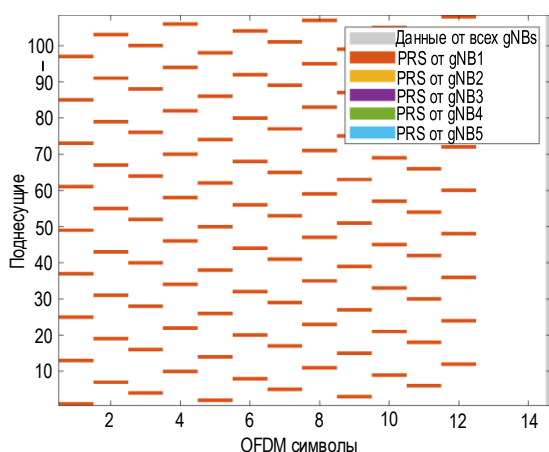


Рис. 3. Фрагмент сетки несущей с ресурсами PRS для gNB<sub>1</sub>  
Fig. 3. Carrier Grid with PRS Resources for gNB<sub>1</sub>

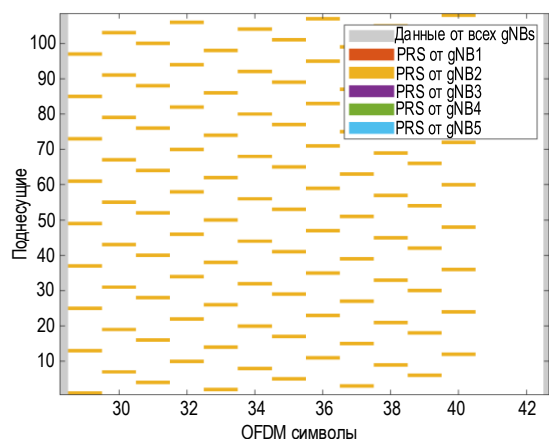


Рис. 4. Фрагмент сетки несущей с ресурсами PRS для gNB<sub>2</sub>  
Fig. 4. Carrier Grid with PRS Resources for gNB<sub>2</sub>

#### Скрипт 7. Модуляция OFDM

```
% модуляция OFDM сигналов PRS и данных PDSCH каждой gNB
txWaveform = cell(1,numgNBs);
for waveIdx = 1:numgNBs
    carrier(waveIdx).NSlot = 0;
    txWaveform{waveIdx} = ...
        nrOFDMModulate(carrier(waveIdx),prsGrid{waveIdx}
+ dataGrid{waveIdx});
end
```

Входными аргументами функции `nrOFDMModulate` являются объект конфигурации несущей `carrier(waveIdx)` для каждого индекса радиосигнала базовой станции `waveIdx`, а также частотно-временная ресурсная сетка, образованная суммой сигналов PRS и данных каналов PDSCH `prsGrid{waveIdx} + dataGrid{waveIdx}`.

Размерность массива комплекснозначных чисел частотно-временной ресурсной сетки в рассматриваемом сценарии ИМ для каждой gNB равна  $\mathbb{C}^{624 \times 140}$ , где размерность в частотном домене определяется произведением 52 физических ресурсных блоков на 12 поднесущих в каждом, а размерность во временном домене определяется произведением 10 слотов на 14 OFDM символов в каждом. В результате модуляции OFDM размерность вектора комплекснозначных чисел `txWaveform` во временном домене получается равной  $\mathbb{C}^{153600 \times 1}$ .

Встроенная функция `nrOFDMInfo` [54] служит для извлечения характеристик модуляции OFDM по параметрам сконфигурированного объекта несущей `carrier`. Для OFDM нумерологии определяющими в объекте `carrier` являются значения числа физических ресурсных блоков `NSizeGrid`, разнеса поднесущих `SubcarrierSpacing` и циклического префикса `CyclicPrefix`. Таблица 4 содержит описание выходных параметров функции `nrOFDMInfo`.

ТАБЛИЦА 4. Выходные параметры функции `nrOFDMInfo`

TABLE 4. `nrOFDMInfo` Function Output Parameters

| Параметр   | Содержание                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  |
|------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Nfft       | размерность быстрого преобразования Фурье (БПФ, от англ. FFT – Fast Fourier Transform) <code>Nfft</code> , принимает значение от 127; значение <code>Nfft</code> должно приводить к целочисленной длине ЦП и максимальной заполняемости 100 %; заполняемость определяется как $(12 \times N_{RB}) / Nfft$ , где $N_{RB}$ – число ресурсных блоков; размерность БПФ выбирается с учетом частоты дискретизации <code>SampleRate</code> ; если частота дискретизации не инициализируется как входной параметр, то размерность БПФ <code>Nfft</code> выбирается как четная степень двойки и приводит к максимальной заполняемости в 85 %; если частота дискретизации инициализируется как входной параметр, то размерность БПФ <code>Nfft</code> должна приводить к целочисленной длине ЦП и минимизировать наибольший общий делитель $\gcd(Nfft \times SCS, SampleRate)$ , где $\gcd$ (от англ. Greatest Common Divisor), <code>SCS</code> – разнос поднесущих |
| SampleRate | частота дискретизации в Гц; если частота дискретизации не инициализируется как входной параметр, то <code>SampleRate</code> выбирается как произведение <code>Nfft</code> × <code>SCS</code> , где <code>Nfft</code> – размерность БПФ, <code>SCS</code> – разнос поднесущих                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                |

| Параметр              | Содержание                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |
|-----------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Cyclic-Prefix-Lengths | вектор-строка длин циклического префикса (ЦП); длина ЦП измеряется числом выборок; ЦП может быть 'normal' или 'extended'; длина вектора строки CyclicPrefixLengths определяется числом OFDM символов в субкадре (слоте); по умолчанию используется нормальный ЦП, что соответствует слоту из 14 OFDM символов; расширенный ЦП соответствует слоту из 12 OFDM символов и используется при разносе поднесущих 60 кГц                                                                 |
| SymbolLengths         | вектор-строка длин OFDM символов в числе выборок; длина вектора строки SymbolLengths определяется числом OFDM символов в субкадре (слоте)                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                          |
| Windowing             | параметр оконного сглаживания OFDM символов, равный числу выборок во временной области, на интервале которых производится сглаживание; если число выборок для оконного сглаживания не инициализируется как входной параметр, то он устанавливается максимальным и равным значению $E = \text{floor}((N_{CP} - W) \times \text{info.Nfft} / N_{FFT, \text{nominal}})$ , где $N_{CP}$ – длина ЦП; $W$ – длина окна модуля вектора ошибки EVM (аббр. от англ. Error Vector Magnitude) |
| Symbol-Phases         | вектор-строка чисел в диапазоне $[-\pi, \pi]$ радиан; параметр используется для компенсации фазового сдвига в каждом OFDM символе; длина вектора SymbolPhases определяется числом OFDM символов в субкадре (слоте)                                                                                                                                                                                                                                                                 |
| Symbols-PerSlot       | число OFDM символов в слоте                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                        |
| Slots-PerSubframe     | число слотов в субкадре длительностью 1 мс                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |
| Slots-PerFrame        | число слотов в кадре длительностью 10 мс                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |

Далее рассмотрим моделирование задержек и потерь при распространении радиоволн в радиоканале gNB-UE.

### 2.3. Модели радиоканала gNB-UE

Конфигурация параметров потерь распространения радиоволн

Рассмотрим конфигурацию параметров потерь РРВ. Для конфигурации потерь РРВ в сетях 5G NR согласно 3GPP TR 38.901 [28] используется объект nrPathLossConfig [55]. В соответствии со сценариями 3GPP TR 38.901 [28] различают следующие типы моделей распространения радиоволн снаружи помещений: макросоты в сельской местности RMa, макросоты города UMa, микросоты в городе UMi. По умолчанию объект nrPathLossConfig конфигурирует сценарий макросоты города снаружи помещений UMa с высотой окружающих объектов, равной 1 м.

Таблица 5 содержит параметры nrPathLossConfig. Скрипт 8 – конфигурацию потерь РРВ, а также признака наличия прямой видимости LOS (аббр. от англ. Line of Sight) в радиолиниях gNB-UE.

ТАБЛИЦА 5. Параметры объекта nrPathLossConfig

TABLE 5. nrPathLossConfig Object Parameters

| Параметры         | Содержание                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |
|-------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Scenario          | сценарий РРВ задается следующими параметрами:<br>'UMa' – макросота в городе (аббр. от англ. Urban macrocell);<br>'UMi' – микросота в городе (аббр. от англ. Urban microcell);<br>'RMa' – макросота в сельской местности (аббр. от англ. Rural Macrocell);<br>'InH' – точка доступа внутри помещения (аббр. от англ. Indoor hotspot);<br>'InF-SL' – крытая фабрика с редким расположением рассеивателей и низкой высотой подвеса антенны базовой станции (аббр. от англ. Indoor Factory with Sparse clutter and Low base station height);<br>'InF-DL' – крытый завод с плотным расположением рассеивателей и низкой высотой подвеса антенны базовой станции (аббр. от англ. Indoor Factory with Dense clutter and Low base station height);<br>'InF-SH' – крытый завод с редким расположением рассеивателей и большой высотой подвеса антенны базовой станции (аббр. от англ. Indoor Factory with Sparse clutter and High base station height);<br>'InF-DH' – крытый завод с плотным расположением рассеивателей и большой высотой подвеса антенны базовой станции (аббр. от англ. Indoor Factory with Dense clutter and High base station height);<br>'InF-HH' – крытый завод с большой высотой подвеса антенны передатчика и большой высотой подвеса антенны приемника по умолчанию (аббр. от англ. Indoor Factory with High base station height) |
| BuildingHeight    | средняя высота здания в метрах в сценарии макросоты в сельской местности в виде скаляра в диапазоне от 5 до 50; чтобы включить это свойство, параметр Scenario следует установить в 'RMa'; по умолчанию: 5                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |
| StreetWidth       | средняя ширина улицы в метрах в сценарии макросоты в сельской местности в виде скаляра в диапазоне от 5 до 50; чтобы включить это свойство, параметр Scenario следует установить в 'RMa'; по умолчанию: 20                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                         |
| EnvironmentHeight | средняя высота объектов среды РРВ в метрах в сценарии макросоты или микросоты в городе в виде скаляра или матрицы размера $N_{BS} \times N_{UE}$ , где $N_{BS}$ – количество базовых станций, $N_{UE}$ – количество пользовательских устройств; чтобы включить это свойство, параметр Scenario следует установить в 'UMa' или 'UMi'; по умолчанию: 1                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                               |
| OptionalModel     | опциональная модель потерь РРВ, определяемая логическим значением: 0 (false) – в конфигурации не используется дополнительная модель потерь РРВ; 1 (true) – в конфигурации используется дополнительная модель потерь РРВ согласно TR 38.901 [28] для сценариев макросоты и микросоты в городе, а также и точки доступа внутри помещения; чтобы включить это свойство, параметр Scenario следует установить в 'UMa', 'UMi' или 'InH'; по умолчанию: 0                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                |

**Скрипт 8. Конфигурация параметров потерь PPB**

```
plCfg = nrPathLossConfig;
plCfg.Scenario = 'Uma';
% высота здания в м; для сценария 'Rma'
plCfg.BuildingHeight = 5;
% ширина улицы в м; для сценария 'Rma'
plCfg.StreetWidth = 5;
% высота объектов среды в м; для 'Uma' и 'UMi'
plCfg.EnvironmentHeight = 2;
% конфигурация признака LOS
% в радиолнии между каждой парой gNB и UE
los = [true false true false true];
```

Рисунок 5 иллюстрирует сценарий оценки потерь PPB снаружи помещений согласно 3GPP TR 38.901. Таблица 6 содержит выражения для оценки потерь PPB, а таблица 7 – выражения для оценки вероятности LOS в сценариях снаружи помещений

согласно 3GPP TR 38.901 [28]. Критерий LOS в рассматриваемой ИМ инициализируется вектором:  $los = [true \ true \ false \ true \ false]$ .

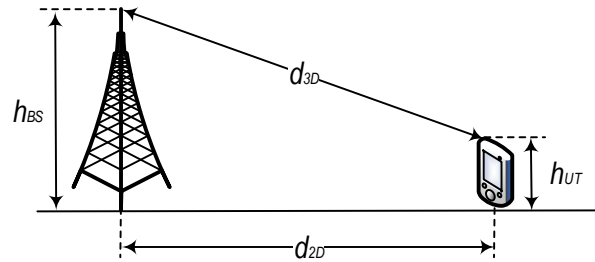


Рис. 5. Сценарий модели оценки потерь PPB снаружи помещений

Fig. 5. Scenario of Outdoor Model of the Pathloss Estimation

**ТАБЛИЦА 6. Модели оценки потерь PPB снаружи помещений**

TABLE 6. Outdoor Model of the Pathloss Estimation

| Сценарий | LOS/<br>NLOS | Потери PPB $PL$ , дБ;<br>несущая частота $f_c$ , ГГц;<br>расстояние $d$ , м                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                | СКО медленных за-<br>мираний, $\sigma_{SF}$ , дБ | Допустимые пределы<br>использования                                                                                                                                              |
|----------|--------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| RMa      | LOS          | $PL_{RMa-LOS} = \begin{cases} PL_1 & 10 \text{ м} \leq d_{2D} \leq d_{BP} \\ PL_2 & d_{BP} \leq d_{2D} \leq 10 \text{ км} \end{cases}$<br>$d_{BP} = 2\pi h_{BS} h_{UT} f_c / c$ ; $f_c$ [Гц]; $c = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с}$<br>$PL_1 = 20\lg(40\pi d_{3D} f_c / 3) + \min(0,03h^{1,72}, 10)\lg(d_{3D}) - \min(0,044h^{1,72}, 14,77) + 0,002\lg(h)d_{3D}$<br>$PL_2 = PL_1(d_{BP}) + 40\lg(d_{3D}/d_{BP})$                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  | $\sigma_{SF} = 4$<br><br>$\sigma_{SF} = 6$       | $h_{BS} = 35 \text{ м}$<br>$h_{UT} = 1,5 \text{ м}$<br>$W = 20 \text{ м}$<br>$h = 5 \text{ м}$<br>$h$ – средняя высота здания;<br>$W$ – средняя ширина улицы;                    |
|          | NLOS         | $PL_{RMa-NLOS} = \max(PL_{RMa-LOS}, PL'_{RMa-NLOS})$ при $10 \text{ м} \leq d_{2D} \leq 5 \text{ км}$<br>$PL'_{RMa-NLOS} = 161,04 - 7,1\lg(W) + 7,5\lg(h) - (24,37 - 3,7(h/h_{BS})^2)\lg(h_{BS}) + (43,42 - 3,1\lg(h_{BS}))(\lg(d_{3D}) - 3) + 20\lg(f_c) - (3,2(\lg(11,75h_{UT}))^2 - 4,97)$                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                              | $\sigma_{SF} = 8$                                | $5 \text{ м} \leq h \leq 50 \text{ м}$<br>$5 \text{ м} \leq W \leq 50 \text{ м}$<br>$10 \text{ м} \leq h_{BS} \leq 150 \text{ м}$<br>$1 \text{ м} \leq h_{UT} \leq 10 \text{ м}$ |
| UMa      | LOS          | $PL_{UMa-LOS} = \begin{cases} PL_1 & 10 \text{ м} \leq d_{2D} \leq d'_{BP} \\ PL_2 & d'_{BP} \leq d_{2D} \leq 5 \text{ км} \end{cases}$<br>$PL_1 = 28 + 22\lg(d_{3D}) + 20\lg(f_c)$<br>$PL_2 = 28 + 40\lg(d_{3D}) + 20\lg(f_c) - 9\lg((d'_{BP})^2 + (h_{BS} - h_{UT})^2)$<br>$d'_{BP} = 4h_{BS}h_{UT}f_c/c$ ; $f_c$ [Гц]; $c = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с}$<br>$h'_{BS} = h_{BS} - h_E$ ; $h'_{UT} = h_{UT} - h_E$<br>$h_E = \begin{cases} 1 \text{ м с вер. } p = 1/(1 + C(d_{2D}, h_{UT})) \\ rand(12,15, \dots (h_{UT} - 1,5)) \text{ в др.} \end{cases}$<br>$C(d_{2D}, h_{UT}) = \begin{cases} 0, h_{UT} \leq 13 \text{ м} \\ \left(\frac{h_{UT}-1,5}{10}\right)^{1,5} g(d_{2D}), 13 \text{ м} \leq h_{UT} \leq 23 \text{ м} \end{cases}$ | $\sigma_{SF} = 4$                                | $1,5 \text{ м} \leq h_{UT} \leq 22,5 \text{ м}$<br>$h_{BS} = 25 \text{ м}$                                                                                                       |
|          | NLOS         | $PL_{UMa-NLOS} = \max(PL_{UMa-LOS}, PL'_{UMa-NLOS})$ при $10 \text{ м} \leq d_{2D} \leq 5 \text{ км}$<br>$PL'_{UMa-NLOS} = 13,54 + 39,08\lg(d_{3D}) + 20\lg(f_c) - 0,6(h_{UT} - 1,5)$                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                      | $\sigma_{SF} = 6$                                |                                                                                                                                                                                  |
|          |              | Опц. $PL = 32,4 + 20\lg(f_c) + 30\lg(d_{3D})$                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                              | $\sigma_{SF} = 7,8$                              |                                                                                                                                                                                  |
| UMi      | LOS          | $PL_{UMi-LOS} = \begin{cases} PL_1 & 10 \text{ м} \leq d_{2D} \leq d'_{BP} \\ PL_2 & d'_{BP} \leq d_{2D} \leq 5 \text{ км} \end{cases}$<br>$PL_1 = 32,4 + 21\lg(d_{3D}) + 20\lg(f_c)$<br>$PL_2 = 32,4 + 40\lg(d_{3D}) + 20\lg(f_c) - 9,5\lg((d'_{BP})^2 + (h_{BS} - h_{UT})^2)$                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                            | $\sigma_{SF} = 4$                                | $1,5 \text{ м} \leq h_{UT} \leq 22,5 \text{ м}$<br>$h_{BS} = 10 \text{ м}$                                                                                                       |
|          | NLOS         | $PL_{UMi-NLOS} = \max(PL_{UMi-LOS}, PL'_{UMi-NLOS})$ при $10 \text{ м} \leq d_{2D} \leq 5 \text{ км}$<br>$PL'_{UMi-NLOS} = 35,3\lg(d_{3D}) + 22,4 + 21,3\lg(f_c) - 0,3(h_{UT} - 1,5)$                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                      | $\sigma_{SF} = 7,82$                             |                                                                                                                                                                                  |
|          |              | Опц. $PL = 32,4 + 20\lg(f_c) + 31,9\lg(d_{3D})$                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                            | $\sigma_{SF} = 8,2$                              |                                                                                                                                                                                  |



ТАБЛИЦА 7. Вероятность LOS снаружи помещений

TABLE 7. Outdoor LOS Probability

| Сценарий | Вероятность прямой видимости                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                    |
|----------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| RMa      | $P_{LOS} = \begin{cases} 1, & d_{2D} \leq 10 \text{ м} \\ \exp\left(-\frac{d_{2D}-10}{1000}\right), & 10 \text{ м} < d_{2D} \end{cases}$                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                        |
| UMa      | $P_{LOS} = \begin{cases} 1, & d_{2D} \leq 18 \text{ м} \\ \left[ \frac{18}{d_{2D}} + \exp\left(-\frac{d_{2D}}{63}\right) \left(1 - \frac{18}{d_{2D}}\right) \right] \cdot \left(1 + C'(h_{UT}) \frac{5}{4} \left(\frac{d_{2D}}{100}\right)^3 \exp\left(-\frac{d_{2D}}{150}\right)\right), & 18 \text{ м} < d_{2D} \end{cases}$ где $C'(h_{UT}) = \begin{cases} 0, & h_{UT} \leq 13 \text{ м} \\ \left(\frac{h_{UT}-13}{10}\right)^{1.5}, & 13 \text{ м} < h_{UT} \leq 23 \text{ м} \end{cases}$ |
| UMi      | $P_{LOS} = \begin{cases} 1, & d_{2D} \leq 18 \text{ м} \\ \frac{18}{d_{2D}} + \exp\left(-\frac{d_{2D}}{36}\right) \left(1 - \frac{18}{d_{2D}}\right), & 18 \text{ м} < d_{2D} \end{cases}$                                                                                                                                                                                                                                                                                                      |

Моделирование задержек и потерь при распространении радиоволн

Моделирование задержек и потерь сигналов при PPB в радиолиниях gNB-UE выполняется с учетом известных координат базовых станций gNB и пользовательского устройства UE. Скрипт 9 содержит процедуры моделирования задержек при PPB.

**Скрипт 9. Моделирование задержек при PPB**

```
% скорость света, м/с
speedOfLight = physconst('LightSpeed');
sampleDelay = zeros(1,numgNBs);
radius = cell(1,numgNBs);
for gNBIdx = 1:numgNBs
    radius{gNBIdx} = sqrt((gNBPos{gNBIdx}(1)-UEPos(1))^2 + (gNBPos{gNBIdx}(2)-UEPos(2))^2);
    delay = radius{gNBIdx}/speedOfLight; % задержка в с
% задержка в выборках
sampleDelay(gNBIdx) = ...
    round(delay*ofdmInfo.SampleRate);
end
```

Вычисленные расстояния для каждой пары gNB-UE заносятся в вектор radius. Используя скорость света speedOfLight в качестве скорости распространения, можно вычислить точное значение задержки времени прихода сигнала от gNB до UE по формуле  $\text{delay} = \text{radius}\{\text{gNBIdx}\} / \text{speedOfLight}$ . Задержка при PPB, выраженная в единицах целого периода дискретизации, определяется по формуле  $\text{sampleDelay}(\text{gNBIdx}) = \text{round}(\text{delay} * \text{ofdmInfo.SampleRate})$ , где частота дискретизации для заданного сценария ИМ равна  $\text{ofdmInfo.SampleRate} = 15,36$  МГц. Потери при PPB PLdB в каждой радиолинии gNB-UE оцениваются встроенной в 5G Toolbox функцией nrPathLoss [55] согласно спецификации 3GPP TR 38.901 [28] в зависимости от расстояния radius между базовыми станциями gNB и пользовательским устройством UE для сценария LOS. Скрипт 10 содержит процедуры моделирования потерь PPB.

Для моделирования задержек при PPB и сохранения одинакового размера векторов сигналов в ИМ в начало принятых сигналов rx{gNBIdx} добавляются sampleDelay нулей. Для моделирования потерь при PPB амплитуда принятого сигнала rx{gNBIdx} от каждой gNB масштабируется коэф-

фициентом  $\sqrt{\text{PL}}$ , где  $\text{PL} = 10^{(\text{PLdB}/10)}$ . Совокупный вектор rxWaveform принятых сигналов определяется как сумма задержанных и ослабленных при PPB сигналов от каждой базовой станции rx{gNBIdx}. Следует отметить, что задержка при PPB моделируется в целых интервалах периода дискретизации, т. е. частота дискретизации непосредственно влияет на условия ИМ.

**Скрипт 10. Моделирование потерь при PPB**

```
rxWaveform = zeros(length(txWaveform{1}) + max(sampleDelay,1),1);
rx = cell(1,numgNBs);
for gNBIdx = 1:numgNBs
% вычисление потерь PPB для каждой пары gNB-UE
PLdB = nrPathLoss(plCfg,fc,los(gNBIdx),[gNBPos{gNBIdx}(:);0],[UEPos(:);0]);
PL = 10^(PLdB/10);
% добавление задержек, нулей и ослаблений
rx{gNBIdx} = [zeros(sampleDelay(gNBIdx),1); txWaveform{gNBIdx}; ...
zeros(max(sampleDelay)-sampleDelay(gNBIdx),1)]/sqrt(PL);
% суммирование радиосигналов от всех gNBs
rxWaveform = rxWaveform + rx{gNBIdx};
end
```

Далее рассмотрим модели приема и обработки сигналов PRS на стороне пользовательского устройства в задачах позиционирования UE.

## 2.4. Модели приема и обработки сигналов PRS в UE

Первичная обработка сигналов PRS. Оценка времени прихода TOA

В исследуемой имитационной модели передача сигналов первичной PSS и вторичной SSS синхронизации для целей поиска базовых станций gNB пользовательским устройством не рассматривается. Для первичной обработки сигналов PRS пользовательское устройство выполняет корреляцию принятого сигнала rxWaveform с опорными локально-сформированными сигналами PRS, генерируемыми для каждой gNB; в результате обработки первичных измерений UE выбирает cellsToBeDetected базовых станций gNB с принятыми сигналами, обладающими наилучшими корреляционными свойствами. Скрипт 11 содержит процедуры оценки TOA.

**Скрипт 11. Оценка времени прихода сигнала**

```
cellsToBeDetected = min(3,numgNBs);
corr = cell(1,numgNBs);
delayEst = zeros(1,numgNBs);
maxCorr = zeros(1,numgNBs);
for gNBIdx = 1:numgNBs
    [~,mag] = nrTimingEstimate(carrier(gNBIdx),
    rxWaveform,prsGrid{gNBIdx});
    % извлечение выборок корреляции, занимающих порядка
    % 1/14 мс для нормального ЦП и порядка 1/12 мс для
    % расширенного ЦП; усечение производится для исключе-
    % ния боковых лепестков в рассчитанной корреляции
    corr{gNBIdx} = mag(1:(ofdmInfo.Nfft*carrier(1).Sub-
    carrierSpacing/15));
    % оценки задержки соответствует
    % максимальному значению корреляции
    maxCorr(gNBIdx) = max(corr{gNBIdx});
    delayEst(gNBIdx) = find(corr{gNBIdx} == max-
    Corr(gNBIdx),1)-1;
end
% получение обнаруженных номеров gNB по результатам
% оценки корреляции; сортировка detectedgNBs
[~,detectedgNBs] = sort(maxCorr,'descend');
detectedgNBs = detectedgNBs(1:cellsToBeDetected);
% построение результатов корреляции сигналов PRS
plot_PRS_corr(carrier,corr,ofdmInfo.SampleRate);
```

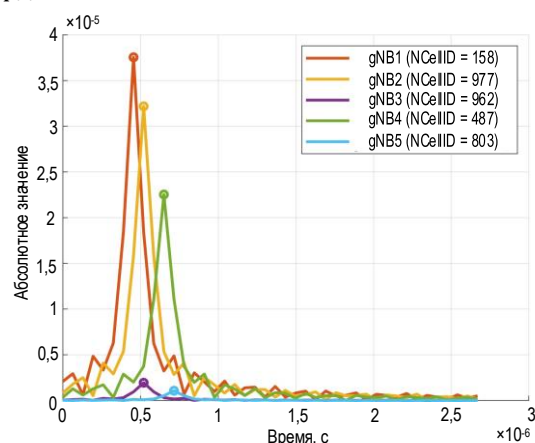
Вычисление TOA от трех разных базовых станций gNB осуществляется UE по корреляционному пику с использованием функции nrTimingEstimate [56], встроенной в 5G Toolbox [42].

Входными аргументами функции nrTimingEstimate являются:

- системный объект конфигурации несущей данной базовой станции gNB с известными параметрами модуляции OFDM carrier(gNBIdx);
- вектор выборок принятых сигналов rxWaveform;
- частотно-временная ресурсная сетка prsGrid{gNBIdx} для формирования локальных опорных сигналов PRS каждой gNB.

Локальный опорный сигнал PRS каждой базовой станции gNB во временном домене получается в результате модуляции OFDM ресурсных элементов частотно-временной ресурсной сетки prsGrid{gNBIdx} с известными в аргументе carrier(gNBIdx) параметрами ортогонального частотного мультиплексирования. Затем функция nrTimingEstimate выполняет вычисление кросс корреляции вектора принятых сигналов rxWaveform с локальными опорными сигналами PRS каждой gNB. Результатом работы функции nrTimingEstimate по умолчанию является оценка временного сдвига offset и его импульсная характеристика mag. Скрипт 11 использует оценку корреляционной характеристики corr{gNBIdx}, полученную из импульсной характеристики mag с числом выборок, определяемым размерностью БПФ ofdmInfo.Nfft. Далее выполняется поиск корреляционного пика maxCorr(gNBIdx)=max(corr{gNBIdx}) по сигналу каждой gNB. Индекс выборки, соответствующей корреляционному пику gNB, определяется командой delayEst(gNBIdx)=find(corr{gNBIdx}==maxCorr(gNBIdx),1)-1. После вычисления корреля-

ционных пиков maxCorr выполняется их сортировка в порядке убывания. Рисунок 6 иллюстрирует пример корреляции PRS для сигналов, принятых UE от всех базовых станций gNB в рассмотренном сценарии ИМ. Порядок величин по оси абсолютного значения корреляции объясняется нормированием переданных сигналов и потерями РРВ, которые для заданного сценария, в зависимости от расстояния gNB-UE, составляет более 100 дБ, что при переводе в абсолютные значения дает ослабление амплитуды более чем в  $10^5$  раз. Следует отметить, что сигналы gNB<sub>3</sub> и gNB<sub>5</sub> имеют достаточно слабые корреляционные пики вследствие того, что в соответствующих радиоканалах gNB-UE (см. скрипт 8) инициализированы условия отсутствия прямой видимости. Оценка TOA по корреляционным пикам является этапом первичной обработки дальномерных измерений. Далее рассмотрим вторичную обработку РДМ измерений с вычислением разностей времен прихода сигналов TDOA и построением соответствующих линий положения на плоскости – гипербол с результирующей оценкой координат UE.



**Рис. 6. Корреляция сигналов PRS для всех gNB**

*Fig. 6. PRS Signals Correlations for All gNBs*

Вторичная обработка сигналов PRS.  
Оценка координат UE

На этапе вторичной обработки в ИМ по известным значениям TOA вычисляются параметры разности времен прихода опорных сигналов RSTD (аббр. от англ. Reference Signal Time Difference) между каждой парой базовых станций gNB. Скрипт 12 содержит программную реализацию функции вычисления разности времен прихода RSTD по значениям TOA, полученным в результате первичной обработки опорных сигналов позиционирования PRS. При вторичной обработке в ИМ используются значения RSTD для сигналов PRS, принятых от базовых станций gNB с наилучшими корреляционными свойствами. Допустим, что первая базовая станция gNB<sub>1</sub> с наибольшим корреляционным пиком является обслуживающей (опорной), а

остальные gNB – соседними. По известным значениям  $RSTD_{j1}$  для каждой пары соседней gNB<sub>j</sub> и обслуживающей gNB<sub>1</sub> базовых станций вычисляются линии постоянной разности – гиперболы.

**Скрипт 12. Вычисление разности времен прихода RSTD по значениям TOA**

```
function rstd = get_RSTD_values(toa,sr)
% функция вычисления rstd для заданных величин
% времени прихода toa и частоты дискретизации sr
% вычисление числа выборок между toa разных gNBs
rstd = zeros(length(toa));
for jj = 1:length(toa)
    for ii = 1:length(toa)
        rstd(ii,jj) = toa(ii) - toa(jj);
    end
end
rstd = rstd./sr; % получение значений RSTD в секундах
end
```

Скрипт 13 содержит программную реализацию процедур вторичной обработки измерений RSTD с вычислением и построением соответствующих линий положения на плоскости – гипербол.

**Скрипт 13. Вычисление и построение гипербол по RSTD**

```
rstdVals = get_RSTD_values(delayEst,ofdmInfo.SampleRate);
% построение координат местоположений gNB и UE
txCellIDs = [carrier(:).NCellID];
cellIdx = 1; curveX = {}; curveY = {};
% будем считать первую обнаруженную gNB опорной
for jj = detectedgNBs(1)
    for ii = detectedgNBs(2:end)
        % задержка распространения;
        rstd = rstdVals(ii,jj)*speedOfLight;
        % установить gNB, для которых задержка при PPB
        % соответствует обнаруженным идентификаторам сот
        txi = find(txCellIDs == carrier(ii).NCellID);
        txj = find(txCellIDs == carrier(jj).NCellID);
        if (~isempty(txi) && ~isempty(txj))
            % получение и сохранение координат ху гиперболы
            [x,y] = get_RSTD_curve(gNBPos{txi},gNBPos{txj},rstd);
            if isreal(x) && isreal(y)
                curveX{1,cellIdx} = x;
                curveY{1,cellIdx} = y;
                % получение номеров gNB, соответствующих
                % текущим гиперболам
                gNBNums{cellIdx} = [jj ii];
                cellIdx = cellIdx + 1;
            end
        end
    end
end
```

Значения rstdVals рассчитываются функцией get\_RSTD\_values(delayEst,ofdmInfo.SampleRate), входными аргументами которой являются индекс корреляционного пика delayEst и частота дискретизации ofdmInfo.SampleRate. В результате получается матрица значений; первая строка данной матрицы соответствует измерениям  $RSTD_{j1}$  при условии, что опорной является первая базовая станция gNB<sub>1</sub>. Пример значений RSTD для исследуемого сценария ИМ:

```
rstdVals = 1.0e-06 *
    0      -0.0651  -0.0651  -0.1953  -0.2604
    0.0651      0      0      -0.1302  -0.1953
    0.0651      0      0      -0.1302  -0.1953
    0.1953    0.1302    0.1302      0      -0.0651
    0.2604    0.1953    0.1953    0.0651      0
```

Рисунок 7 иллюстрирует результаты ИМ, в частности, пересечение гипербол и ОК UE для измерений  $RSTD_{21}$  и  $RSTD_{41}$  от двух соседних базовых станций gNB<sub>2</sub> и gNB<sub>4</sub>, соответственно, относительно обслуживающей gNB<sub>1</sub> с наилучшими корреляциями по сигналам PRS; при этом используется первая строка матрицы rstdVals. Рисунок 8 иллюстрирует увеличенный сценарий результатов ИМ.

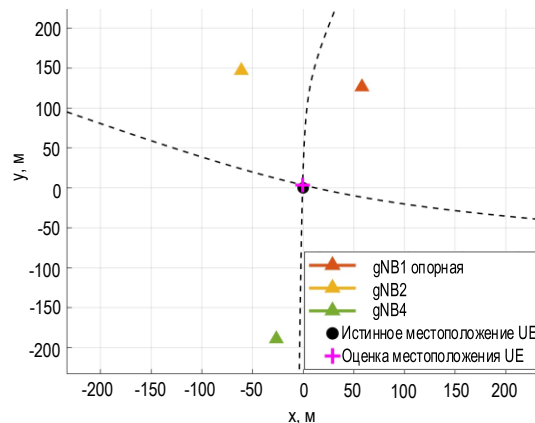


Рис. 7. Пересечение гипербол и оценка координат UE

Fig. 7. Hyperbola Curves Intersection and UE Coordinate Estimate

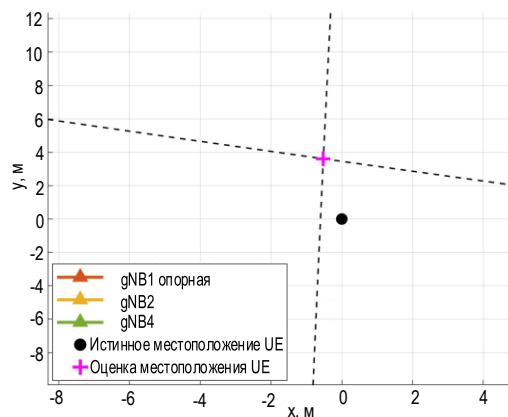


Рис. 8. Пересечение гипербол и оценка координат UE с увеличением

Fig. 8. Hyperbola Curves Intersection and UE Coordinate Estimate Zoomed in

Далее рассмотрим влияние ширины полосы частот, задаваемой числом физических РБ, разности поднесущих и частоты дискретизации на точность оценок координат UE средствами ИМ.

### 3. Оценка точности технологии сетевого позиционирования 5G NR с обработкой сигналов PRS

Оценка точности позиционирования UE в ИМ осуществляется для рассмотренного выше сценария территориального распределения базовых станций gNB и UE при различных нумерологиях 5G NR [57]. Таблица 8 содержит результаты точности ОК UE в зависимости от ширины полосы частот, задаваемой числом физических РБ, и разности поднесущих для заданного сценария территориального

распределения gNB и UE, полученных в результате ИМ при инициализированном по умолчанию генераторе случайных чисел; в оценке координат участвуют 3 LOS gNB (см. скрипт 8).

**ТАБЛИЦА 8. Точность ОК 5G NR PRS в заданном сценарии расположениям gNB**

TABLE 8. Accuracy of Coordinate Estimates Using 5G NR PRS for the Scenario of gNB Distribution under Consideration

| FR  | BW, Гц | N <sub>RB</sub> , шт. | SCS, кГц | SR, МГц | RMSE, м |
|-----|--------|-----------------------|----------|---------|---------|
| FR1 | 5      | 25                    | 15       | 7,68    | 9,8     |
|     |        | 11                    | 30       | 7,68    | 9,8     |
|     | 10     | 52                    | 15       | 15,36   | 7,5     |
|     |        | 24                    | 30       | 15,36   | 7,5     |
|     |        | 11                    | 60       | 15,36   | 7,5     |
|     | 15     | 79                    | 15       | 30,72   | 4,5     |
|     |        | 38                    | 30       | 30,72   | 4,5     |
|     |        | 18                    | 60       | 15,36   | 7,5     |
|     | 20     | 106                   | 15       | 30,72   | 4,5     |
|     |        | 51                    | 30       | 30,72   | 4,5     |
|     |        | 24                    | 60       | 30,72   | 4,5     |
|     | 25     | 133                   | 15       | 30,72   | 4,5     |
|     |        | 65                    | 30       | 30,72   | 4,5     |
|     |        | 31                    | 60       | 30,72   | 4,5     |
|     | 30     | 160                   | 15       | 61,44   | 2,8     |
|     |        | 78                    | 30       | 61,44   | 2,8     |
|     |        | 38                    | 60       | 61,44   | 2,8     |
|     | 40     | 216                   | 15       | 61,44   | 2,8     |
|     |        | 106                   | 30       | 61,44   | 2,8     |
|     |        | 51                    | 60       | 61,44   | 2,8     |
|     | 50     | 270                   | 15       | 61,44   | 2,8     |
|     |        | 133                   | 30       | 61,44   | 2,8     |
|     |        | 65                    | 60       | 61,44   | 2,8     |
|     | 60     | 162                   | 30       | 122,88  | 0,7     |
|     |        | 79                    | 60       | 122,88  | 0,7     |
|     | 70     | 189                   | 30       | 122,88  | 0,7     |
|     |        | 93                    | 60       | 122,88  | 0,7     |
|     | 80     | 217                   | 30       | 122,88  | 0,7     |
|     |        | 107                   | 60       | 122,88  | 0,7     |
|     | 90     | 245                   | 30       | 122,88  | 0,7     |
|     |        | 121                   | 60       | 122,88  | 0,7     |
|     | 100    | 273                   | 30       | 122,88  | 0,7     |
|     |        | 135                   | 60       | 122,88  | 0,7     |
| FR2 | 50     | 66                    | 60       | 61,44   | 2,8     |
|     |        | 32                    | 120      | 61,44   | 2,8     |
|     | 100    | 132                   | 60       | 122,88  | 0,7     |
|     |        | 66                    | 120      | 122,88  | 0,7     |
|     | 200    | 264                   | 60       | 245,76  | 0,51    |
|     |        | 132                   | 120      | 245,76  | 0,51    |
|     | 400    | 264                   | 120      | 491,52  | 0,27    |

Условные обозначения:

FR (аббр. от англ. Frequency Range) – диапазон  
 BW (аббр. от англ. BandWidth) – ширина полосы частот  
 N<sub>RB</sub> (аббр. от англ. Number of RB) – число ресурсных блоков  
 SCS (аббр. от англ. SubCarrier Spacing) – разнос поднесущих  
 SR (аббр. от англ. Sampling Rate) – частота дискретизации  
 RMSE (аббр. от англ. Root Mean Square Error) – среднеквадратичное отклонение ОК

Анализ представленных результатов ИМ (см. таблицу 8) позволяет сделать следующие выводы. Во-первых, с увеличением ширины полосы частот с 5 МГц в диапазоне FR1 до 400 МГц в диапазоне FR2 точность ОК ожидаемо увеличивается с единиц метров до единиц дециметров; в диапазоне FR1 дециметровая точность достигается при увеличении ширины полосы частот с 50 до 60 МГц; в диапазоне FR2 дециметровая точность достигается при увеличении ширины полосы частот с 50 до 100 МГц. Данный вывод объясняется тем обстоятельством, что с ростом ширины полосы частот увеличивается число обрабатываемых символов PRS за фиксированный временной интервал, что, в свою очередь, повышает точность первичных дальномерных измерений. Во-вторых, с увеличением частоты дискретизации с 7,68 МГц в диапазоне FR1 до 491,52 МГц в диапазоне FR2 точность ОК ожидаемо увеличивается с единиц метров до единиц дециметров; при этом частота дискретизации зависит от используемой нумерологии стандарта 5G NR. Данный вывод объясняется тем обстоятельством, что помимо повышения точности обработки первичных измерений, увеличивается и разрешение по времени в условиях численного эксперимента самой имитационной модели, т. к. и задержка при РРВ и время прихода сигнала моделируется в целых интервалах периода дискретизации. В-третьих, с увеличением разнеса поднесущих при фиксированной частоте дискретизации точность ОК не изменяется. Данный вывод можно объяснить условиями численного эксперимента с разрешением по времени в целых интервалах периода дискретизации, а также тем обстоятельством, что UE, как объект позиционирования в ИМ, стационарно.

Для обобщения результатов ИМ в заданном сценарии территориального распределения (см. таблицу 8) далее был проведен численный эксперимент с отключенным по умолчанию генератором случайных чисел и усреднением точности ОК пользовательских устройств по ста итерациям, в каждой из которых территориальное распределение базовых станций gNB выбиралось случайным образом согласно предпосылке об оптимистическом геометрическом факторе точности (см. скрипт 2). Таблица 9 содержит результаты точности технологии сетевого позиционирования 5G NR PRS с усреднением погрешности оценок координат по ста сценариям территориального распределения базовых станций gNB. Полученные результаты усреднения подтверждают сделанные ранее выводы.



ТАБЛИЦА 9. Точность ОК 5G NR PRS с усреднением по расположению gNB

TABLE 9. Accuracy of Coordinate Estimates Using 5G NR PRS for Averaging the Scenarios of gNB Distribution

| FR  | BW, Гц | N <sub>RB</sub> , шт. | SCS, кГц | SR, МГц | RMSE, м |
|-----|--------|-----------------------|----------|---------|---------|
| FR1 | 5      | 25                    | 15       | 7,68    | 15,1    |
|     | 10     | 52                    | 15       | 15,36   | 7,1     |
|     | 15     | 79                    | 15       | 30,72   | 3,8     |
|     | 20     | 106                   | 15       | 30,72   | 3,6     |
|     | 25     | 133                   | 15       | 30,72   | 3,8     |
|     | 30     | 160                   | 15       | 61,44   | 1,6     |
|     | 40     | 216                   | 15       | 61,44   | 1,8     |
|     | 50     | 270                   | 15       | 61,44   | 1,8     |
|     | 60     | 162                   | 30       | 122,88  | 0,9     |
|     | 70     | 189                   | 30       | 122,88  | 0,7     |
|     | 80     | 217                   | 30       | 122,88  | 0,8     |
|     | 90     | 245                   | 30       | 122,88  | 0,9     |
| FR2 | 100    | 273                   | 30       | 122,88  | 0,7     |
|     | 50     | 66                    | 60       | 61,44   | 2,1     |
|     | 100    | 132                   | 60       | 122,88  | 0,7     |
|     | 200    | 264                   | 60       | 245,76  | 0,6     |
|     | 400    | 264                   | 120      | 491,52  | 0,2     |

#### 4. Заключение

Проведенное исследование по оценке точности позиционирования стационарного пользовательского устройства в заданной конфигурации территориального распределения базовых станций на плоскости средствами ИМ позволяет в первом при-

ближении сделать вывод о достижении потенциальной точности оценок координат менее одного метра в диапазоне дециметровых волн при увеличении ширины полосы частот с 50 до 60 МГц и частоте дискретизации 122,88 МГц, а максимальная потенциальная точность позиционирования в диапазоне миллиметровых волн в канале с шириной полосы частот 400 МГц и частотой дискретизации 491,52 МГц составляет 0,2 м. Таким образом, достижение потенциальной точности оценок координат менее одного метра в сверхплотных сетях радиодоступа диапазона миллиметровых волн подтверждает возможность использования данных о местоположении устройств при реализации новых механизмов установления и ведения радиосвязи на основе местоположения, в том числе, диаграммообразования на основе позиционирования. Так как для набора используемых радиointерфейсом 5G NR частот дискретизации 7,68; 15,36; 30,72; 61,44; 122,88; 245,76 и 491,52 МГц разрешение времени прихода сигнала с целочисленным интервалом дискретизации при переводе в дальномерные измерения составляет 39; 19,5; 9,8; 4,9; 2,4; 1,2 и 0,6 м, соответственно, то для достижения потенциальной точности позиционирования менее одного метра при использовании полос частот до 60 МГц и частоты дискретизации до 122,88 МГц соответственно, практический интерес представляет разработка, реализация и апробация устройства приема и обработки сигналов PRS с дробной оценкой времени прихода сигнала.

#### Список источников

1. Dammann A., Raulefs R., Zhang S. On prospects of positioning in 5G // Proceedings of the International Conference on Communication Workshop (ICCW, London, UK, 08–12 June 2015). IEEE, 2015. PP. 1207–1213. DOI:10.1109/ICCW.2015.7247342
2. Lin X., Bergman J., Gunnarsson F., Liberg O., Razavi S.M., Razaghi H.S., et al. Positioning for the Internet of Things: A 3GPP Perspective // IEEE Communications Magazine. 2017. Vol. 55. Iss. 12. PP. 179–185. DOI:10.1109/MCOM.2017.1700269
3. Huang J., Liang J., Luo S. Method and Analysis of TOA-Based Localization in 5G Ultra-Dense Networks with Randomly Distributed Nodes // IEEE Access. 2019. Vol. 7. PP. 174986–175002. DOI:10.1109/ACCESS.2019.2957380
4. Keating R., Yoon D., Tao T., Huang H. Opportunities and Challenges for NR RAT-Dependent Based Positioning // Proceedings of the 90th Vehicular Technology Conference (VTC2019-Fall, Honolulu, HI, USA, 22–25 September 2019). IEEE, 2019. DOI:10.1109/VTCFall.2019.8891135
5. Mürsepp I., Kulmar M., Elghary O., Alam M.M., Chen T., Horsmanheimo S., et al. Performance Evaluation of 5G-NR Positioning Accuracy Using Time Difference of Arrival Method // Proceedings of the International Mediterranean Conference on Communications and Networking (MeditCom, Athens, Greece, 07–10 September 2021). IEEE, 2021. PP. 494–499. DOI:10.1109/MeditCom49071.2021.9647652
6. Ren B., Fang R., Ren X., Li G., Li H., Zhao Z., Li J., et al. Progress of 3GPP Rel-17 Standards on New Radio (NR) Positioning // Proceedings of the 11th International Conference On Indoor Positioning And Indoor Navigation (IPIN 2021, Lloret De Mar, Spain, 29 November–2 December 2021). 2021.
7. Destino G., Mahmoodi T., Shreevastav R., Shrestha D., Siomina I. A New Position Quality Metric for NR RAT Dependent OTDOA Positioning Methods // Proceedings of the 16th Workshop on Positioning, Navigation and Communications (WPNC, Bremen, Germany, 23–24 October 2019). IEEE, 2019. DOI:10.1109/WPNC47567.2019.8970252
8. Khafa A. del Peral-Rosado J.A., López-Salcedo J.A., Seco-Granados G. Evaluation of 5G Positioning Performance Based on UTDaA, AoA and Base-Station Selective Exclusion // Sensors. 2022. Vol. 22. Iss. 1. P. 101. DOI:10.3390/s22010101
9. Ferre R.M., Seco-Granados G., Lohan E.S. Positioning Reference Signal design for positioning via 5G // National Committee for Radiology in Finland. 2019. DOI:10.5281/zenodo.3537686
10. Dev C.S.G.N., Pathak L., Ponnareddy G., Das D. NRPos: A Multi-RACH Framework for 5G NR Positioning // Proceedings of the 3rd 5G World Forum (5GWF, Bangalore, India, 10–12 September 2020). IEEE, 2020. PP. 25–30. DOI:10.1109/5GWF49715.2020.9221379
11. Jin C., Bajaj I., Zhao K., Tay W.P., Ling K.V. 5G Positioning Using Code-Phase Timing Recovery // Proceedings of the Wireless Communications and Networking Conference (WCNC, Nanjing, China, 29 March–01 April 2021). IEEE, 2021. DOI:10.1109/WCNC49053.2021.9417556

12. Fouda A., Keating R., Cha H.S. Toward cm-Level Accuracy: Carrier Phase Positioning for IIoT in 5G-Advanced NR Networks // arXiv preprint 2022. arXiv:2207.06633.
13. 3GPP TS 22.261 V18.6.1 (2022-06). Service requirements for the 5G system; Stage 1 (Release 18).
14. 3GPP TS 22.104 V18.3.0 (2021-12). Service requirements for cyber-physical control applications in vertical domains; Stage 1 (Release 18).
15. 3GPP TR 22.872 V16.1.0 (2018-09). Study on positioning use cases; Stage 1 (Release 16).
16. 3GPP TR 38.855 V16.0.0 (2019-03). Study on NR positioning support (Release 16).
17. 3GPP TR 38.857 V17.0.0 (2021-03). Study on NR Positioning Enhancements; (Release 17).
18. 3GPP TS 38.305 V17.1.0 (2022-06). NG Radio Access Network (NG-RAN); Stage 2 functional specification of User Equipment (UE) positioning in NG-RAN (Release 17).
19. 3GPP TS 38.455 V17.1.1 (2022-06). NG-RAN; NR Positioning Protocol A (NRPPa) (Release 17).
20. 3GPP TS 37.355 V17.1.0 (2022-06). LTE Positioning Protocol (LPP) (Release 17).
21. 3GPP TS 38.201 V17.0.0 (2021-12). NR; Physical layer; General description (Release 17).
22. 3GPP TS 38.211 V17.2.0 (2022-06). NR; Physical channels and modulation (Release 17).
23. 3GPP TS 38.213 V17.2.0 (2022-06). NR; Physical layer procedures for control (Release 17).
24. 3GPP TS 38.214 V17.2.0 (2022-06). NR; Physical layer procedures for data (Release 17).
25. 3GPP TS 38.215 V17.1.0 (2022-03). NR; Physical layer measurements (Release 17).
26. 3GPP TS 38.321 V17.1.0 (2022-06). NR; Medium Access Control (MAC) protocol specification (Release 17).
27. 3GPP TS 38.212 V17.2.0 (2022-06). NR; Multiplexing and channel coding (Release 17).
28. 3GPP TR 38.901 V17.0.0 (2022-03). Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (Release 17).
29. Фокин Г.А. Модель технологии сетевого позиционирования метровой точности 5G NR. Часть 1. Конфигурация сигналов PRS // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2. С. 48–63. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-48-63
30. Фокин Г.А. Комплекс моделей и методов позиционирования устройств в сетях пятого поколения. Дис. ... докт. техн. наук. СПб: СПбГУТ, 2021. 499 с.
31. Фокин Г.А. Технологии сетевого позиционирования. СПб.: СПбГУТ, 2020. 558 с.
32. Фокин Г.А. Технологии сетевого позиционирования 5G. Москва: Горячая Линия – Телеком, 2021. 456 с.
33. Фокин Г.А. Сценарии позиционирования в сетях 5G // Вестник связи. 2020. № 2. С. 3–9.
34. Фокин Г.А. Сценарии позиционирования в сетях 5G // Вестник связи. 2020. № 3. С. 13–21.
35. Фокин Г.А. Процедуры позиционирования в сетях 5G // Вестник связи. 2021. № 11. С. 2–8.
36. Фокин Г.А. Модель поиска топологии локальной дальномерной системы позиционирования 5G по заданному геометрическому фактору // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2021. № 4(44). С. 27–38. DOI:10.24412/2221-2574-2021-444-27-38
37. Фокин Г.А. Программный модуль поиска и оптимизации топологии локальной системы позиционирования по заданному геометрическому фактору для объекта с варьируемым в данной области местоположением. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ RU 2021667003, от 26.10.2021. Оpubл. 02.11.2021.
38. Фокин Г.А. Программный модуль поиска и оптимизации топологии локальной системы позиционирования по заданному геометрическому фактору для объекта с фиксированным местоположением. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ RU 2021667002 от 26.10.2021. Оpubл. 03.11.2021.
39. Фокин Г.А., Кучерявый А.Е. Сетевое позиционирование в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 9. С. 51–58. DOI:10.34832/ELSV.2020.10.9.006
40. Фокин Г.А. Использование методов сетевого позиционирования в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 11. С. 29–37. DOI:10.34832/ELSV.2020.12.11.002
41. NR Positioning Using PRS // MathWorks. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ug/nr-prs-positioning.html> (дата обращения 01.08.2022)
42. 5G Toolbox // MathWorks. URL: <https://www.mathworks.com/products/5g.html> (дата обращения 01.08.2022)
43. nrCarrierConfig // MathWorks. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrcarrierconfig.html> (дата обращения 01.08.2022)
44. nrPRSCfg // MathWorks. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrprsconfig.html> (дата обращения 01.08.2022)
45. nrPDSCHConfig // MathWorks. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrpdschconfig.html> (дата обращения 01.08.2022)
46. nrResourceGrid // MathWorks. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrresourcegrid.html> (дата обращения 01.08.2022)
47. nrPRSIndices // MathWorks. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrprsindices.html> (дата обращения 03.10.2022)
48. nrPRS // MathWorks. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrprs.html> (дата обращения 01.08.2022)
49. nrPDSCHIndices // MathWorks. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrpdschindices.html> (дата обращения 01.08.2022)
50. nrPDSCH // MathWorks. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrpdsch.html> (дата обращения 01.08.2022)
51. nrPDSCHDMRSIndices // MathWorks. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrpdschdmrsindices.html> (дата обращения 01.08.2022)
52. nrPDSCHDMRS // MathWorks. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrpdschdmrs.html> (дата обращения 01.08.2022)
53. nrOFDMModulate // MathWorks. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrofdmmodulate.html> (дата обращения 01.08.2022)

54. nrOFDMInfo // MathWorks. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrofdminfo.html> (дата обращения 01.08.2022)
55. nrPathLoss // MathWorks. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrpathloss.html> (дата обращения 01.08.2022)
56. nrTimingEstimate // MathWorks. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrtimingestimate.html> (дата обращения 01.08.2022)
57. Сеть радиодоступа 5G, часть 2 // Itechinfo. URL: <https://itechinfo.ru/content/сеть-радиодоступа-5g-часть-2> (дата обращения 01.08.2022)

## References

1. Dammann A., Raulefs R., Zhang S. On prospects of positioning in 5G. *Proceedings of the International Conference on Communication Workshop, ICCW, 08–12 June 2015, London, UK*. IEEE; 2015. p.1207–1213. DOI:10.1109/ICCW.2015.7247342
2. Lin X., Bergman J., Gunnarsson F., Liberg O., Razavi S.M., Razaghi H.S., et al. Positioning for the Internet of Things: A 3GPP Perspective. *IEEE Communications Magazine*. 2017;55(12):179–185. DOI:10.1109/MCOM.2017.1700269
3. Huang J., Liang J., Luo S. Method and Analysis of TOA-Based Localization in 5G Ultra-Dense Networks with Randomly Distributed Nodes. *IEEE Access*. 2019;7:174986–175002. DOI:10.1109/ACCESS.2019.2957380
4. Keating R., Yoon D., Tao T., Huang H. Opportunities and Challenges for NR RAT-Dependent Based Positioning. *Proceedings of the 90th Vehicular Technology Conference, VTC2019-Fall, USA, 22–25 September 2019, Honolulu, HI*. IEEE; 2019. DOI:10.1109/VTCFall.2019.8891135
5. Mürsepp I., Kulmar M., Elghary O., Alam M.M., Chen T., Horsmanheimo S., et al. Performance Evaluation of 5G-NR Positioning Accuracy Using Time Difference of Arrival Method. *Proceedings of the International Mediterranean Conference on Communications and Networking, MeditCom, 07–10 September 2021, Athens, Greece*. IEEE; 2021. p.494–499. DOI:10.1109/MeditCom49071.2021.9647652
6. Ren B., Fang R., Ren X., Li G., Li H., Zhao Z., Li J., et al. Progress of 3GPP Rel-17 Standards on New Radio (NR) Positioning. *Proceedings of the 11th International Conference On Indoor Positioning And Indoor Navigation, IPIN 2021, 29 November–2 December 2021, Lloret De Mar, Spain*. 2021.
7. Destino G., Mahmoodi T., Shreevastav R., Shrestha D., Siomina I. A New Position Quality Metric for NR RAT Dependent OTDOA Positioning Methods. *Proceedings of the 16th Workshop on Positioning, Navigation and Communications, WPNC, 23–24 October 2019, Bremen, Germany*. IEEE; 2019. DOI:10.1109/WPNC47567.2019.8970252
8. Xhafa A. del Peral-Rosado J.A., López-Salcedo J.A., Seco-Granados G. Evaluation of 5G Positioning Performance Based on UTDaA, AoA and Base-Station Selective Exclusion. *Sensors*. 2022;22(1):101. DOI:10.3390/s22010101
9. Ferre R.M., Seco-Granados G., Lohan E.S. Positioning Reference Signal design for positioning via 5G. *National Committee for Radiology in Finland*. 2019. DOI:10.5281/zenodo.3537686
10. Dev C.S.G.N., Pathak L., Ponnareddy G., Das D. NRPos: A Multi-RACH Framework for 5G NR Positioning. *Proceedings of the 3rd 5G World Forum, 5GWF, 10–12 September 2020, Bangalore, India*. IEEE; 2020. p.25–30. DOI:10.1109/5GWF49715.2020.9221379
11. Jin C., Bajaj I., Zhao K., Tay W.P., Ling K.V. 5G Positioning Using Code-Phase Timing Recovery. *Proceedings of the Wireless Communications and Networking Conference, WCNC, 29 March–01 April 2021, Nanjing, China*. IEEE; 2021. DOI:10.1109/WCNC49053.2021.9417556
12. Fouda A., Keating R., Cha H.S. Toward cm-Level Accuracy: Carrier Phase Positioning for IIoT in 5G-Advanced NR Networks. *arXiv preprint 2022*. arXiv:2207.06633
13. 3GPP TS 22.261 V18.6.1 (2022-06). *Service requirements for the 5G system; Stage 1* (Release 18).
14. 3GPP TS 22.104 V18.3.0 (2021-12). *Service requirements for cyber-physical control applications in vertical domains; Stage 1* (Release 18).
15. 3GPP TR 22.872 V16.1.0 (2018-09). *Study on positioning use cases; Stage 1* (Release 16).
16. 3GPP TR 38.855 V16.0.0 (2019-03). *Study on NR positioning support* (Release 16).
17. 3GPP TR 38.857 V17.0.0 (2021-03). *Study on NR Positioning Enhancements* (Release 17).
18. 3GPP TS 38.305 V17.1.0 (2022-06). *NG Radio Access Network (NG-RAN); Stage 2 functional specification of User Equipment (UE) positioning in NG-RAN* (Release 17).
19. 3GPP TS 38.455 V17.1.1 (2022-06). *NG-RAN; NR Positioning Protocol A (NRPPa)* (Release 17).
20. 3GPP TS 37.355 V17.1.0 (2022-06). *LTE Positioning Protocol (LPP)* (Release 17).
21. 3GPP TS 38.201 V17.0.0 (2021-12). *NR; Physical layer; General description* (Release 17).
22. 3GPP TS 38.211 V17.2.0 (2022-06). *NR; Physical channels and modulation* (Release 17).
23. 3GPP TS 38.213 V17.2.0 (2022-06). *NR; Physical layer procedures for control* (Release 17).
24. 3GPP TS 38.214 V17.2.0 (2022-06). *NR; Physical layer procedures for data* (Release 17).
25. 3GPP TS 38.215 V17.1.0 (2022-03). *NR; Physical layer measurements* (Release 17).
26. 3GPP TS 38.321 V17.1.0 (2022-06). *NR; Medium Access Control (MAC) protocol specification* (Release 17).
27. 3GPP TS 38.212 V17.2.0 (2022-06). *NR; Multiplexing and channel coding* (Release 17).
28. 3GPP TR 38.901 V17.0.0 (2022-03). *Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz* (Release 17).
29. Fokin G. Simulation Model of 5G NR PRS Network Positioning Technology with Meter Accuracy. Part 1. PRS Signals Configuration. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(2):48–63. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-48-63
30. Fokin G.A. *A Set of Models and Methods for Positioning Devices in Fifth-Generation Networks*. D.Sc Thesis. St. Petersburg: The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2021. 499 p. (in Russ.)
31. Fokin G.A. *Technologies of Network Positioning*. St. Petersburg: The Bonch-Bruевич State University of Telecommunications Publ.; 2020. 558 p. (in Russ.)

32. Fokin G.A. *5G Network Positioning Technologies*. Moscow: Hot Line - Telecom Publ.; 2021. 456 p. (in Russ.)
33. Fokin G.A. Scenarios for Positioning in 5G Networks. *Vestnik svyazi*. 2020;2:3–9. (in Russ.)
34. Fokin G.A. Scenarios for Positioning in 5G Networks. *Vestnik Svyazi*. 2020;3:13–21. (in Russ.)
35. Fokin G.A. Procedures for Positioning in 5G Networks. *Vestnik svyazi*. 2021;11:2–8. (in Russ.)
36. Fokin G.A. Search Model for topology of local range-measuring system in 5G positioning as per preset geometric factor. *Radio engineering and telecommunication systems*. 2021;4(44):27–38. (in Russ.) DOI:10.24412/2221-2574-2021-444-27-38
37. Fokin G.A. *Software Module for Searching and Optimizing the Topology of a Local Positioning System by a Given Geometric Factor for an Object with a Location Variable in a Given Area*. Patent RF, no. 2021667003, 10.26.2021. (in Russ.)
38. Fokin G.A. *Software Module for Searching and Optimizing the Topology of a Local Positioning System by a Given Geometric Factor for an Object with a Fixed Location*. Patent RF, no. 2021667002, 10.26.2021. (in Russ.)
39. Fokin G.A., Koucheryavy A.E. Network positioning in the 5G ecosystem. *Electrosvyaz*. 2020;9:51–58. (in Russ.) DOI:10.34832/ELSV.2020.10.9.006
40. Fokin G.A. Utilization of Network Positioning Methods in the 5G Ecosystem. *Elektrosvyaz*. 2020;11:29–37. (in Russ.) DOI:10.34832/ELSV.2020.12.11.002
41. MathWorks. *NR Positioning Using PRS*. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ug/nr-prs-positioning.html> [Accessed 1st August 2022]
42. MathWorks. *5G Toolbox*. URL: <https://www.mathworks.com/products/5g.html> [Accessed 1st August 2022]
43. MathWorks. *nrCarrierConfig*. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrcarrierconfig.html> [Accessed 1st August 2022]
44. MathWorks. *nrPRSConfig*. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrprsconfig.html> [Accessed 1st August 2022]
45. MathWorks. *nrPDSCHConfig*. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrpdschconfig.html> [Accessed 1st August 2022]
46. MathWorks. *nrResourceGrid*. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrresourcegrid.html> [Accessed 1st August 2022]
47. MathWorks. *nrPRSIndices*. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrprsindices.html> [Accessed 1st August 2022]
48. MathWorks. *nrPRS*. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrprs.html> [Accessed 1st August 2022]
49. MathWorks. *nrPDSCHIndices*. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrpdschindices.html> [Accessed 1st August 2022]
50. MathWorks. *nrPDSCH*. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrpdsch.html> [Accessed 1st August 2022]
51. MathWorks. *nrPDSCHDMRSIndices*. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrpdschdmrsindices.html> [Accessed 1st August 2022]
52. MathWorks. *nrPDSCHDMRS*. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrpdschdmrs.html> [Accessed 1st August 2022]
53. MathWorks. *nrOFDMModulate*. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrofdmmodulate.html> [Accessed 1st August 2022]
54. MathWorks. *nrOFDMInfo*. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrofdminfo.html> [Accessed 1st August 2022]
55. MathWorks. *nrPathLoss*. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrpathloss.html> [Accessed 1st August 2022]
56. MathWorks. *nrTimingEstimate*. URL: <https://www.mathworks.com/help/5g/ref/nrtimingestimate.html> [Accessed 1st August 2022]
57. Itecho. *5G radio access network, part 2*. URL: <https://itechinfo.ru/content/сеть-радиодоступа-5g-часть-2> (in Russ.) [Accessed 1st August 2022]

Статья поступила в редакцию 21.05.2022; одобрена после рецензирования 17.06.2022; принята к публикации 02.08.2022.

The article was submitted 21.05.2022; approved after reviewing 17.06.2022; accepted for publication 02.08.2022.

## Информация об авторе:

**ФОКИН**  
**Григорий Алексеевич**

доктор технических наук, доцент, профессор кафедры радиосвязи и вещания  
Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций  
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича

 <https://orcid.org/0000-0002-5358-1895>



# **ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ**

**2.3.1 – Системный анализ,  
управление и обработка  
информации**

**2.3.6 – Методы и системы защиты  
информации, информационная  
безопасность**

Научная статья

УДК 004.27+004.056

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-101-116



# Методы адаптивного управления доступностью ресурсов геоинформационных систем в условиях деструктивных воздействий

Виталий Владимирович Грызунов<sup>1</sup>, viv1313r@mail.ru

<sup>1</sup>Российский государственный гидрометеорологический университет,  
Санкт-Петербург, 192007, Российская Федерация

**Аннотация:** Сложность обеспечения доступности ресурсов геоинформационных систем обусловлена волатильной структурой системы, неопределенностью задач пользователя и деструктивными воздействиями. В настоящей работе предлагаются методы, позволяющие вполнине снизить вероятность риска информационной безопасности, связанного с нарушением доступности ресурсов. Эффект достигается за счет: 1) сохранения требуемой вероятности достижения цели деятельности системой идентификации, не зависимо от силы деструктивных воздействий; 2) за счет агрегирования производительности отдельных физических элементов системы в виртуальные пулы; 3) за счет преобразования внутренних резервов задач пользователей в резервы производительности. Работа методов оценивалась с помощью имитационной модели, разработанной в среде MATLAB.

**Ключевые слова:** геоинформационная система, деструктивные воздействия, доступность ресурсов, идентификация, адаптивное управление

**Ссылка для цитирования:** Грызунов В.В. Методы адаптивного управления доступностью ресурсов геоинформационных систем в условиях деструктивных воздействий // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 3. С. 101–116. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-101-116

## Methods for Adaptive Resource Availability Management of Geoinformation Systems under Destructive Impacts

Vitaly Gryzunov<sup>1</sup>, viv1313r@mail.ru

<sup>1</sup>Russian State Hydrometeorological University,  
St. Petersburg, 192007, Russian Federation

**Abstract:** The complexity of ensuring the availability of geoinformation systems resources is due to the volatile structure of the system, the uncertainty of user tasks and destructive influences. This paper proposes methods that allow to halve the probability of information security risk associated with the disruption of resource availability. The effect is achieved by: 1) preserving the required probability of achieving the activity goal of the identification system, regardless of the strength of disruptive influences; 2) by aggregating the performance of individual physical system elements into virtual pools; and 3) by converting internal user task reserves into performance reserves. The performance of the methods was evaluated using a simulation model developed in MATLAB environment.

**Keywords:** geoinformation system, destructive impacts, resource availability, identification, adaptive management

**For citation:** Gryzunov V. Methods for Adaptive Resource Availability Management of Geoinformation Systems under Destructive Impacts. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(3):101–116. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-101-116

## Введение

Геоинформационные технологии и геоинформационные системы (ГеоИС) стали неотъемлемыми элементами всеобщей информатизации общества. Согласно [1, 2] основное предназначение ГеоИС – обеспечение управленческих решений в практической и научно-исследовательской деятельности пространственными данными (ГОСТ Р 52438-2005 Геоинформационные системы. Термины и определения). Таким образом, доступность ресурсов ГеоИС является обязательным условием своевременного принятия этих решений. А поскольку ГеоИС становятся распределенными в пространстве-времени, то и сами требуют децентрализованного управления [3].

Новые вызовы, обусловленные резко обострившейся информационной войной, активизировали межгосударственные источники деструктивных воздействий (ДВ) на информационную инфраструктуру РФ. Обеспечение доступности ресурсов ГеоИС в этих условиях является серьезно проблемой, затронутой в [4] и решаемой автором настоящей статьи.

Нарушение доступности, или отказ в обслуживании – DoS (*аббр. от англ. Denial of Service*), как правило, достигается генерацией большого количества задач и/или разрушением структуры и/или функций ГеоИС. С начала специальной военной операции на Украине статистика атак типа «отказ в обслуживании» на объекты информационной инфраструктуры РФ неутешительная – только в одном госсекторе жертвами стали 90 % организаций [\*], а число лиц, причастных к нападениям, может превысить 500 000 человек. То есть, атаки также являются распределенными по источникам угроз в сетевом пространстве – DDoS (*аббр. от англ. Distributed Denial of Service*)/

*Примечание.* Здесь и далее по тексту [\*] – ссылка на новостной сайт лаборатории Касперского.

Многофакторные и многоцелевые DDoS-атаки уже давно стали реальностью. Сейчас за базовым уровнем флуда (исчерпания ресурсов сервера или канала) может последовать вполне интеллектуальная атака на перебор паролей или использование серверных уязвимостей. И отследить такую «умную» атаку, чтобы оперативно защититься от нее или от ее последствий, может быть мало реально.

Согласно данным [\*] общее количество DDoS-атак за 1 год превысило 450 % (рисунок 1), и непосредственно после начала спецоперации – 3000 % (рисунок 2). При этом средняя длительность атак составила 6716 %, а максимальная – 12090 % от зафиксированных годом ранее (рисунок 3). Следовательно, и угроза нарушения доступности ресурсов ГеоИС увеличивается в разы, а возросшая длительность атак автоматически увеличивает длительность простоя ГеоИС

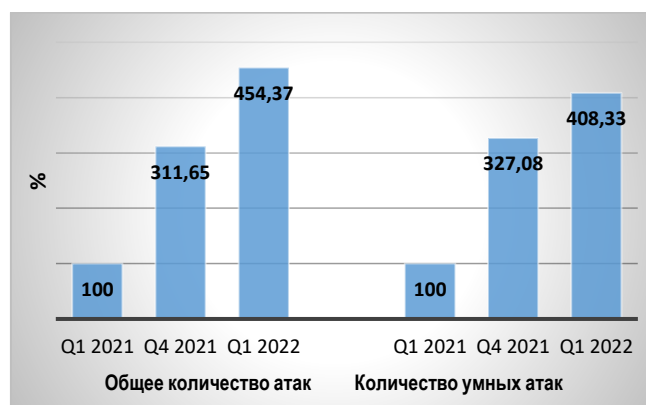


Рис. 1. Статистика DDoS-атак (Q1 – первый квартал и т.д.)

Fig. 1. DDoS Attack Statistics (Q1 – First Quarter etc.)

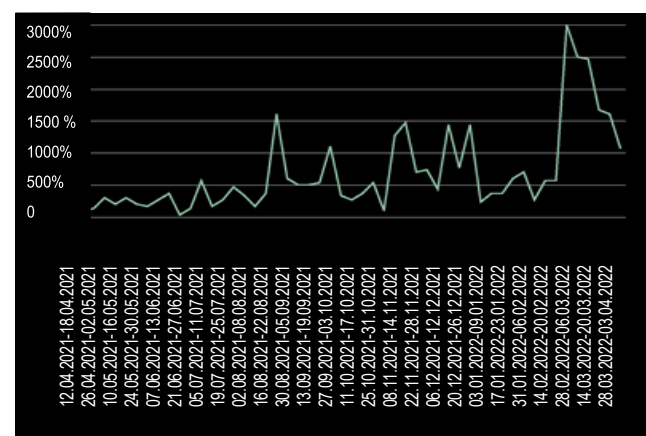


Рис. 2. Статистика еженедельного роста DDoS-атак

Fig. 2. Statistics of Weekly Growth of DDoS Attacks

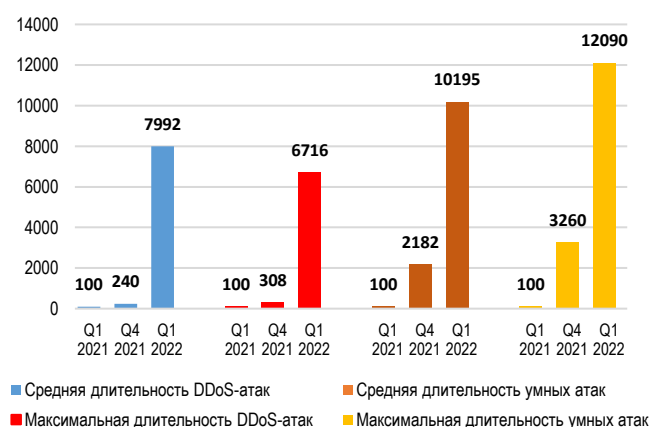


Рис. 3. Длительности DDoS-атак

Fig. 3. Durations of DDoS Attacks

Нарушение доступности особенно опасно тем, что доступность лежит в основе обеспечения других аспектов информационной безопасности (ИБ) – целостности и конфиденциальности. Сказанное формулируется в виде *необходимого и достаточного условия обеспечения ИБ*: «Чтобы обеспечить целостность, конфиденциальность и доступность



в ИС, необходимо и достаточно выделить ресурс для решения штатных задач ИС и только их».

#### ОГРАНИЧЕНИЕ 1

Нарушитель целостности, конфиденциальности и доступности для достижения своих целей обязательно использует ресурс ИС.

#### Доказательство

*Необходимость.* Средства, которые обеспечивают целостность, конфиденциальность и доступность в ИС, являются ее компонентами. Следовательно, для их работоспособности необходимо выделить ресурс ИС.

*Достаточность.* Нарушая целостность, конфиденциальность и доступность, злоумышленник обязательно использует ресурсы ИС (см. ограничение 1), то есть использует ресурсы ИС в целях, для этого не предусмотренных. Следовательно, если не выделять ресурс ИС на решение задач злоумышленника, а выделять только для штатного использования ИС, то у него не будет ресурса, чтобы нарушить целостность, конфиденциальность и доступность.

Необходимое и достаточное условие доказано. То есть чисто теоретически, если удастся создать ИС, в которой каким-то способом реализовано сформулированное условие, то вопросы информационной безопасности в такой ИС не актуальны.

Сформулированное условие отлично согласуется с практикой. Действительно, все системы защиты информации – от простейшего процесса операционной системы, разграничивающего доступ к файлу на основе его атрибутов, до полноценных комплексных систем защиты информации – требуют дополнительного ресурса для своего функционирования.

С другой стороны, действия всех средств защиты информации направлены на обеспечение достаточности сформулированного условия, то есть выделение ресурса ИС только для штатного использования, например: средства аутентификации и средства криптографической защиты информации имеют цель выделить ресурс только разрешенным пользователям, межсетевые экраны и антивирусы – выделить ресурс разрешенным процессам, системы обнаружения атак – обнаружить процессы, использующие ресурсы не в соответствии с целями ИС и т. д.

Если реализуется защита от инсайдеров, это означает, что в состав ИС включается персонал. В этом случае обеспечение достаточности условия реализуется с помощью DLP-систем, работой с персоналом офицерами по безопасности, внедрением организационных мероприятий и т. д. Сказанное верно для всех уровней ИС согласно модели FIST [6].

Настоящее исследование ориентировано на уровни аппаратного и программного обеспечения модели FIST и для описания деструктивных воздействий использует подход, изложенный в [7], согласно которому, с точки зрения обеспечения доступности, не имеет значения, каким именно образом ресурс выведен из строя, а важно, как это отразится в системе. ДВ в ИС выражаются в нарушении ее структуры и/или функций на различных уровнях, например:

- на уровне программного обеспечения, приводящие к истощению адресного пространства (атаки типа Slowloris, SYN / ACK flood, DHCP starvation и т. д.);

- на уровне логической структуры (нарушение штатного режима функционирования ИС путем перегрузки созданных пулов, сбои в системе управления ими, разрушение самих пулов с помощью программных или программно-аппаратных средств и т. п.;

- ДВ уровня физической структуры: выход из зоны видимости мобильных элементов ИС, использование технических средств для несанкционированного доступа, паразитное электромагнитное излучение, потоки отказов или сбоев оборудования, хищение элементов ИС и т. п.

Согласно [7] спецификой ГеоИС, как объекта инфраструктуры, в общем виде является распределенность в пространстве-времени, включение в состав ГеоИС пассивных и активных элементов, которые самостоятельно изменяют структуру и/или функции ГеоИС. ГеоИС обрабатывает все возможные типы данных от текстовых до мультимедиа. В некоторых случаях ГеоИС требует работы в реальном времени. При этом ДВ на ГеоИС имеют неопределенность, описываемую стохастическими процессами, и неопределенность, связанную с агрессивными целенаправленными действиями, которые такими процессами описываться не могут. Опираясь на данные обстоятельства, в работе [3] показано, что в силу неопределенности структуры, функций и проч. проблема обеспечения доступности ресурсов распределенной ГеоИС в условиях ДВ должна решаться средствами теории адаптивного управления. В случае противостояния ДВ методами теории управления формируется множество целей и определяется множество ресурсов. Затем выбирается такой вариант объекта, который по критерию достижимости этих целей окажется лучше всех [8, 9], тем самым речь идет об адаптации ГеоИС к ДВ.

Цель управления (адаптации к ДВ) – достичь и/или поддержать заданное значение показателя эффективности функционирования ГеоИС [10, 11]. Этот показатель обычно формулируется как предоставление некоторого качества обслуживания (QoS, аббр. от англ. Quality of Service) [12]. Например, в работе [13] QoS фигурирует как функция экспонен-



циально взвешенной скользящей средней длины очереди и функция сброса. В протоколе MQTT (*аббр. от англ. Message Queuing Telemetry Transport*) QoS оценивается как вероятность прохождения пакета между двумя точками сети.

Можно сказать, что QoS в той или иной степени характеризует доступность всех типов ресурсов ГеоИС на уровне программного и аппаратного обеспечения ГеоИС согласно модели FIST: вычислителей, памяти, каналов связи, устройств ввода-вывода [7].

### Анализ существующих подходов

Достижение и/или поддержание заданного QoS в качестве цели управления традиционно реализуется как адаптация программного обеспечения с использованием классических подходов [14], модельного прогнозирующего управления (MPC, *аббр. от англ. Model Predictive Control*) [15] или адаптационных структур на основе PID-регуляторов [16]. Первые два предполагают детерминированное или стохастическое описание объекта управления (ОУ) и возмущающей среды (имеется в виду ДВ), а применение последнего – линейность системы. Выше отмечалось, что специфика ГеоИС не позволяет использовать для описания стохастические и, тем более, детерминированные процессы, поскольку не известен не только механизм выбора из множества альтернатив (множества допустимых ДВ), но само множество альтернатив, из которого осуществляется выбор. Линейность ГеоИС также вызывает сомнения [3]. Все это означает, что необходимы иные подходы адаптации ГеоИС к ДВ.

Так, например, автор в [17] рассматривает интеллектуально-адаптивное управление информационной инфраструктуры предприятия. Управление реализуется в виде централизованной системы, которая за счет распознавания угрозы и подключения нужного сценария обработки угрозы обеспечивает доступность ресурсов инфраструктуры, то есть требуемую производительность. Система защиты, в свою очередь, потребляет ресурс системы, следовательно, влияние ее работы на достижение всей системой целей деятельности требует дополнительного исследования.

Отдельно можно выделить работы по самоадаптации Интернета-вещей (IoT, *аббр. от англ. Internet-of-Things*), так как IoT обычно обрабатывает пространственные данные. Метод самоадаптации с акцентом на свойство безопасности рассмотрен на примере IoT, контролирующем работу сердца пациента, в работе [18]. Поскольку от работоспособности системы зависят жизни пациентов, то ее можно причислить к объектам критической информационной инфраструктуры. ДВ являются естественные сбои и отказы устройств, разряд батарей и т. д., то есть они довольно редки, и имеют стохастическую

природу, что не вполне адекватно ГеоИС [19]. В работе реализовано управление по состоянию. Адаптация заключается в обнаружении неработоспособного устройства, и перевода системы в следующее состояние согласно правилам.

В [20] предлагается централизованно управляемая архитектура IoT-системы прогнозирования бдительности водителя с использованием Apache Nifi и Raspberry Pi, оптимизирующая загрузку сети. В зависимости от входных данных активируется тот или иной управляющий скрипт.

В исследовании [21] методом систематического обзора литературы (SLR, *аббр. от англ. Systematic Literature Review*) проведен анализ работ самоадаптивных архитектур IoT и сделан вывод относительно оценки управления QoS: обычно это уменьшение передачи данных, времени ожидания и потребления полосы пропускания, – то есть исследователи сосредоточены в первую очередь на оптимизации производительности каналов связи. Выявлено, что QoS изменяется вследствие следующих причин:

- 1) мобильность клиентов – появление и исчезновение устройств из IoT;
- 2) динамическая скорость передачи данных – изменение скорости в зависимости от ситуации на устройстве;
- 3) возникновение важного для устройства события, влекущее изменение его загрузки и/или скорости передачи данных;
- 4) сбои и обновления прошивки, вызывающие остановку назначенных задач и/или скорость передачи данных;
- 5) изменения сетевого подключения, выражающиеся в изменении скорости или прекращении передачи данных;
- 6) кибератаки в приложениях IoT, вызывающие нарушение целостности, конфиденциальности и доступности как самих устройств, так и смежных устройств.

Согласно данному исследованию, методы адаптации заключаются в следующем:

- реконфигурация потока данных, имеющая целью сокращение нагрузки на каналы связи, то есть сокращение использования ресурса уровня аппаратного обеспечения модели FIST (устраняет причины 1, 2, 3 и 5). К этому же методу можно отнести введение приоритетов на выполнение задач и выделение ресурсов только приоритетным задачам;
- автоматическое масштабирование сервисов и приложений в центры обработки или ближайшие, с точки зрения маршрутизации, узлы ГеоИС с целью выделить дополнительный ресурс на уровне программного обеспечения модели FIST (устраняет причины 1, 2, 3);
- развертывание и обновление программного обеспечения – полуавтоматическая стратегия, це-

лю которой является сокращение времени простоя ресурсов уровня аппаратного обеспечения модели FIST, вызванного сбоями и отказами по вине аппаратного и программного обеспечения (устраняет причину 5);

- выгрузка решаемых задач при превышении загрузки процессора и/или канала связи на ближайшее устройство (устраняет причины 1–4).

При организации отказоустойчивых IoT [22] были выделены следующие механизмы адаптации:

- репликация процессов на дополнительные элементы IoT по пассивной (элементы подключаются после обнаруженного отказа) или активной (процесс выполняется одновременно с основным) схеме;

- управление сетью посредством разделения на кластеры и выделения их «головы», которая контролирует работоспособность его элементов, рассылая соответствующие запросы;

- распределенный блок восстановления, когда выделяется пара узлов, выполняющих процесс, один из узлов является основным, второй – теневым, результаты выполнения процесса обоими узлами сравниваются, на основе этого принимается решение, был отказ или нет;

- резервирование времени, в котором процесс выполняется дважды на одном и том же узле, после чего результаты сравниваются.

С учетом вышеизложенного, можно сделать следующие предварительные выводы:

- во-первых, целью адаптации является предоставление заданного QoS, то есть обеспечение требуемого уровня доступности производительностей вычислителей, памяти, каналов связи и/или устройств ввода-вывода;

- во-вторых, существующие методы адаптации не решают вопросы информационной безопасности, так как не устраняют причину 6.

**Примечание.** Однако, используя обоснованное в начале статьи необходимое и достаточное условие обеспечения ИБ, можно все свести к задаче обеспечения доступности ресурсов.

- в-третьих, обеспечение QoS зависит от качества идентификации ОУ.

В методах, приведенных выше, обеспечение требуемого уровня QoS идет по пути предоставления функционального и/или структурного резерва ГеоИС. Когда все они исчерпаны, а ДВ продолжают, целесообразно использовать внутренние резервы [23]. В результате задачи, поставленные перед ГеоИС, решаются не в требуемый, но приемлемый срок, и не с требуемой, но допустимой точностью.

Схематично применение методов обеспечения доступности ресурсов на различных стадиях деградации ГеоИС, вызванных ДВ, можно представить, как показано на рисунке 4.

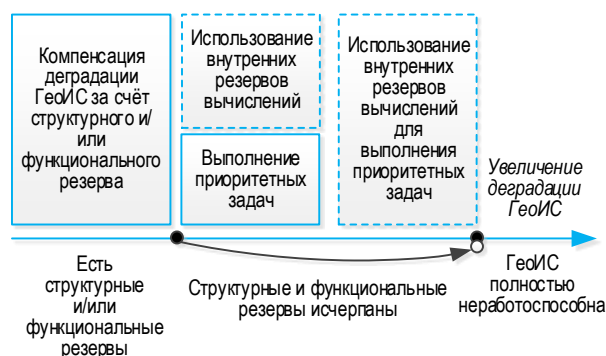


Рис. 4. Схема применения методов обеспечения доступности ресурсов ГеоИС в условиях ДВ на различных стадиях ее деградации

Fig. 4. Application of Methods to Ensure the Availability GeoIS Resources under Conditions of DV at Different Stages GeoIS Degradation

Как видно из рисунка, использование внутренних резервов может применяться совместно с выполнением приоритетных задач, что позволит увеличить возможности ГеоИС по адаптации. Количественные оценки эффективности адаптации рассчитываются для каждой ГеоИС и каждого набора задач отдельно.

Схема позволяет применять методы, использующие структурные и/или функциональные резервы ГеоИС (оптимизация процессов, планирование вычислений и т. д.). Предложим авторский метод адаптивного управления доступностью ресурсов ГеоИС, учитывающий неопределенность ее структуры и/или функций в условиях произвольного ДВ.

### Абстрактная модель ГеоИС

Достаточно абстрактная модель ГеоИС содержит блоки наблюдения и управления, а также исполнительные устройства, и представлена на рисунке 5, где:  $\Omega$  – доступная производительность элементов ГеоИС;  $K$  – множество решенных ГеоИС задач;  $K^*$  – множество поставленные перед ГеоИС задач;  $\Delta K = K^*/K$  – изменения в решаемых задачах, вызванные входной ситуацией;  $Q_{st}$  – множество воздействий стохастической среды;  $Q_{nst}$  – то же нестохастической среды;  $Q_d$  – то же детерминированной среды;  $K^* \subset Q = Q_{st} \cup Q_{nst} \cup Q_d$  [3].

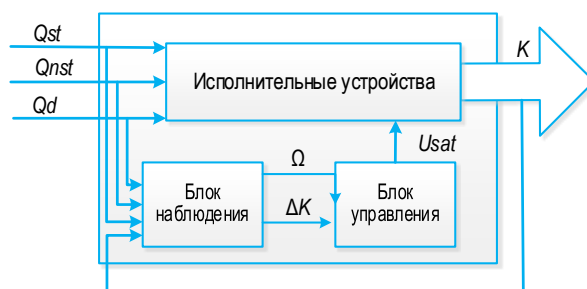


Рис. 5. Модель ГеоИС с блоками наблюдения и управления

Fig. 5. GeoIS Model with Observation and Control Unit

Задача блока наблюдения (БН) – идентифицировать ОУ, то есть предоставить актуальные данные о его текущем состоянии. Задача блока управления (БУ) – оказывать управляющие воздействия на исполнительные устройства (ИУ), миссия которых – решить задачи, поставленные пользователем. Эффективность функционирования всех блоков характеризуется соответствующими вероятностями достижения цели деятельности (ВЦД):  $P_{id}$ ,  $P_c$  и  $P_{node}$ . Названные вероятности формируют ВЦД всей ГеоИС –  $P$  – и описываются деревом вероятностей (рисунок 6).

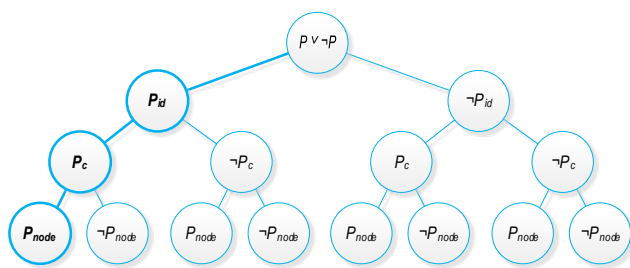


Рис. 6. Дерево ВЦД ГеоИС

Fig. 6. VDC GeoIS Tree

#### Допущение

Если система идентификации неверно идентифицирует ОУ, то БУ принимает решение на основе ложных (ошибочных) данных и, следовательно, его решения не адекватны ОУ. То есть можно сказать, что в случае не достижения БН своей цели деятельности обязательно происходит целевой срыв БУ. В свою очередь, если БУ выдает управляющие сигналы, неадекватные ОУ, то исполнительные устройства отработают неадекватно целям ГеоИС. Как результат – ГеоИС не достигнет цели своей деятельности.

Теоретически возможны ситуации, когда при срыве целевой деятельности одним из блоков последующие отработывают правильно, однако такие случаи, скорее, исключение, чем правило. И если они происходят, то ВЦД ГеоИС не уменьшается, поэтому далее считается, что искомая  $P$  является нижней границей ВЦД ГеоИС.

Согласно дереву вероятностей, общая ВЦД  $P$  рассчитывается как вероятность совместных событий:

$$P = P(P_{id}P_cP_{node}) = P(P_{node}|P_c)P(P_c|P_{id})P(P_{id}).$$

Очевидно, что величина, дополняющая  $P$  до единицы, является вероятностью реализации риска ИБ ( $P_{risk}$ ), связанного с нарушением доступности ресурсов ГеоИС:

$$P_{risk} = 1 - (P_{node}|P_c)P(P_c|P_{id})P(P_{id}).$$

Данное выражение определяет шаги метода адаптации информационно-управляющих процессов ГеоИС к ДВ.

### Шаги метода адаптации доступности ресурсов ГеоИС к деструктивным воздействиям

Согласно модели FIST [7] ГеоИС состоит из четырех типов ресурсов: вычислители ( $C$ ), память ( $Sp$ ), каналы связи ( $L$ ), устройства ввода-вывода ( $Tr$ ), – характеризуемых своим типом физической производительности  $\omega$  ( $\omega_c, \omega_{sp}, \omega_L, \omega_{Tr}$ ) и образующих ее физическую структуру или уровень физической структуры (УФС). ДВ проявляются в падении доступной производительности ГеоИС, потому что они нарушают ее структуру и/или функции [19]. Для противостояния ДВ строится уровень логической структуры (УЛС) путем агрегирования каждого типа физических производительностей  $\omega$  в пулы с соответствующими производительностями  $\Omega$  ( $\Omega_c, \Omega_{sp}, \Omega_L, \Omega_{Tr}$ ). Уровень программного обеспечения (УПО) запрашивает у УЛС требуемую производительность  $\Omega$  для решения множества поставленных задач  $K^*$ . УЛС, в свою очередь, выдает команды УФС на формирование пулов, обладающих требуемой производительностью заданного типа.

На вход метода подаются множества поставленных задач  $K^*$ , дестабилизирующих воздействий  $\Psi$  и элементов ГеоИС  $V$ . Цель метода – найти такие функции  $f^{УФС}, f^{УЛС}, f^{УПО}$ , чтобы ВЦД, как отношение количества выполненных задач  $K$  к количеству поставленных  $K^*$ , стремилась к единице [12]:

$$f^{УФС}, f^{УЛС}, f^{УПО}: P = \frac{K}{K^*} \rightarrow 1 \Rightarrow P_{risk} \rightarrow 0. \quad (1)$$

Структура метода в нотации IDEF0 представлена на рисунке 7. Метод включает в себя несколько блоков (рисунок 8).

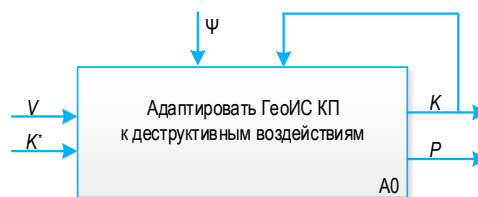


Рис. 7. Структура метода в нотации IDEF0

Fig. 7. Structure of the Method in IDEF0 Notation

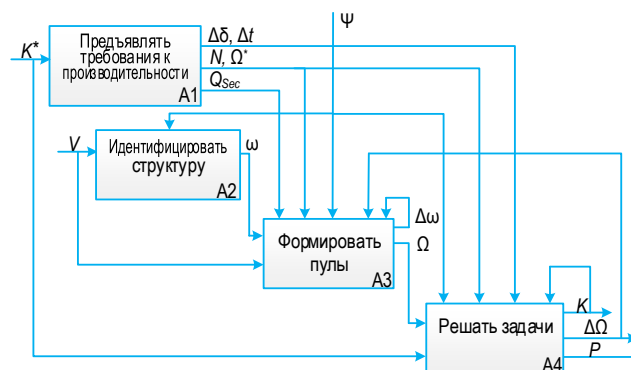


Рис. 8. Блочная структура метода в нотации IDEF0

Fig. 8. Structure of the Method in IDEF0 Notation

Блок A1 принимает задачи пользователей. Каждая поступившая задача  $k \in K^*$  имеет свой приоритет и требования по обеспечению ИБ  $Q_{\text{sec}}: K^* = \bigcup_{i=1}^M K_i^*$  – множество задач, решаемых за время  $T$ ;  $K_i^*$  – множество задач с  $i$ -м приоритетом;  $M$  – множество приоритетов.

Согласно принятому представлению в модели FIST, задача описывается в терминах требуемой производительности и допустимых погрешностей, в точности  $\Delta\delta$  и времени  $\Delta t$  выполнения:

$$\Omega^* = \{\Omega_C^*, \Omega_L^*, \Omega_{Sp}^*, \Omega_{Tr}^*\}.$$

Предъявление требований к производительности (блок A1) довольно хорошо изучено. ГеоИС запрашивает ресурс для поставленных задач  $K^*$  согласно их приоритетам и выбранной стратегии: статическая, полудинамическая, динамическая [24]; децентрализованная, централизованная, иерархическая; с представлением в виде ациклического графа [25, 26], с упорядочиванием вершин и возможностью независимой работы [27], путем сетевого планирования [28]; при параллельной организации вычислений [29]; с учетом энергосбережения [30] и т. д. Требования к производительностям и допустимые погрешности в точности и времени исполнения определяет пользователь ГеоИС. Поскольку он находится на уровне персонала модели FIST, то эти требования являются требованиями метасистемы для УФС, УЛС, УПО, не подлежат модификации и принимаются «как есть». Требования по обеспечению безопасности накладывают дополнительные ограничения на запрашиваемый ресурс.

Не зависимо от поставленных задач  $K^*$ , существует процесс идентификации структуры ГеоИС (блок A2). Процесс предоставляет данные о доступной производительности  $\omega$  физических элементов  $V$  в текущий момент времени:

$$\omega = \{\omega_C, \omega_L, \omega_{Sp}, \omega_{Tr}\}.$$

На распределение производительности в пространстве-времени влияют ДВ  $\Psi$ , выражающиеся в изменении доступной производительности  $\Omega$  и/или  $\omega$  из-за разрушения структуры и/или функций ГеоИС [19].

В блоке A3 выполняется метод D-FIST [31], который, исходя из существующих ДВ  $\Psi$  и требований к производительности  $\Omega^*$  и безопасности  $Q_{\text{sec}}$ , аккумулирует производительность физических элементов  $\omega$  в пулы  $\Omega$ :

$$\Omega = \{\Omega_C, \Omega_L, \Omega_{Sp}, \Omega_{Tr}\}.$$

Требования к производительности пулов корректируются на величину  $\Delta\Omega$  в зависимости от ДВ на процесс решения задач в блоке A4. Изменение в производительности пулов  $\Delta\Omega$  в свою очередь влечет за собой выдачу управляющих воздействий  $U$  на перемещение элементов  $V$  и изменение рас-

пределения производительности  $\Delta\omega$  в пространстве-времени.

Решение задач (блок A4), подробно описанное в источнике [23], заключается в сопоставлении каждой задаче  $k \in K$  требуемого ресурса  $\Omega_k \in \Omega$ . Если такое сопоставление невозможно, то есть существующих ресурсов недостаточно для формирования пулов с требуемой производительностью  $\Omega^*$ , то допустимые погрешности задач по точности и времени преобразуются в резервы производительности  $\Delta\Omega$ . Данные об этой коррекции производительности пула учитываются при формировании новых пулов (блок A3). Исходя из соотношения решенных задач к поставленным, рассчитывается ВЦД системы  $P$ .

Таким образом, блоки A1 и A4 реализуют отображение  $f^{УПО}$ , блок A2 – отображение  $f^{УФС}$ , блок A3 – отображение  $f^{УЛС}$ . Идентификация ОУ в блоке A2 реализуется отдельным методом.

### Метод идентификации объекта управления в условиях деструктивных воздействий

Природа ГеоИС такова, что элементы структуры используют разные операционные системы, процессоры, а значит, и системы команд. Это означает, что множество допустимых управляющих воздействий  $U_{\text{доп}}$ , которые можно выдать на ОУ, также изменяется во времени и само по себе требует идентификации. Согласно ограничению, сформулированному в [3], считается, что множество  $U_{\text{доп}}$  неизменно во все моменты времени  $T$ . Поэтому далее речь идет только об идентификации структуры ГеоИС и свойствах элементов структуры (доступность требуемой величины заданного типа производительности). Свойства элементов – четыре типа физической производительности  $\omega$  – доступны для непосредственного измерения. Цель идентификации – определить, как именно производительность ГеоИС распределена в пространстве-времени. Поскольку измерение свойств элементов выполняется непосредственно и не вызывает затруднений, то моментом, который стоит изучить отдельно, является период идентификации.

В существующих исследованиях интервалы времени, в течение которых необходимо снимать параметры ОУ для его идентификации, либо постулируются вплоть до введения полного запрета на произвольное покидание узлами распределенной сети [32], либо ищутся эмпирически, либо задача определения интервалов игнорируется и считается решенной, например, в виде присвоения узлам «репутации устройства» – статистической вероятности того, что устройство в течении определенного времени не покинет структуру и будет решать выделенную ему задачу [33].



Такой подход допустим для медленно или предсказуемо изменяющихся ОУ, и не совсем подходит для описания ГеоИС в условиях ДВ. В некоторых работах [34–36] предлагается разбивать время контроля на интервалы в зависимости от частоты аппроксимирующих функций. Это предполагает решение дополнительной задачи о выборе количества интервалов и большую вычислительную нагрузку на каждый элемент структуры ГеоИС, что только усугубляет негативный эффект ДВ.

В сфере информационных технологий задача определения времени обновления данных об ОУ сводится к тому, чтобы вручную задать время опроса узлов сети (RIP, OSPF, BID и т. д.). Например, в протоколе RIP время обновления данных о сети рассчитывается эмпирически и задается вручную, апдейты таблицы маршрутизации рассылаются по умолчанию раз в 30 секунд. Очевидным достоинством подхода является простота, а недостатком тот факт, что если сеть изменяется быстрее, чем раз в 30 секунд, то маршрутизатор работает с недостоверными данными.

В протоколе EIGRP используется асинхронный режим, т. е. маршрутизатор, заметивший изменение сети, сам начинает рассылать уведомление соседям. К достоинствам подхода относится оперативная реакция на добавление узлов в сеть. Однако, если хост исчезает, то об этом никто не узнает.

Таким образом, необходим метод выбора интервала идентификации состава ГеоИС, позволяющий учитывать внезапно исчезающие узлы, не требующий больших вычислительных мощностей и статистических данных.

### Постановка задачи идентификации состава ГеоИС

Поскольку ГеоИС – распределенная система, то каждая задача имеет свою точку входа, через которую задача загружается в систему, т. е. конкретный узел ГеоИС, который принял задачу к исполнению от пользователя. Следовательно, для решения задачи нет необходимости знать структуру всей ГеоИС целиком. Достаточно данных о ближайших элементах, которые могут участвовать в исполнении задачи. Поэтому задачу идентификации каждый узел ГеоИС решает для себя самостоятельно.

Если говорить про ГеоИС, то здесь существует закономерность: чем чаще снимаются данные об ОУ, тем точнее идентифицируется сам объект, но тем больше накладные издержки на передачу и обработку данных. Чем реже снимаются данные, тем накладные издержки меньше, но ниже качество идентификации ОУ, а значит, хуже и качество управленческого решения, так как оно принимается по данным, которые описывают устаревший ОУ,

что приводит к потере выполняемых задач или к назначению задач на несуществующие узлы.

Соответственно, возникает задача: найти такой интервал времени  $t_{id}$  съема данных, идентифицирующих ОУ, чтобы они были адекватны ему с допустимой погрешностью  $\varepsilon$ :

$$t_{id}: \varepsilon \leq |x^* - x|, \quad (2)$$

при ограничениях на накладные расходы производительности ( $\omega_{id}$ ) вычислителей, каналов связи, устройств ввода-вывода, накопителей:

$$\omega_{id} \leq \omega_{id}^{доп},$$

где  $x$  – переданное значение параметра;  $x^*$  – текущее значение параметра ОУ. Для БН ГеоИС такой параметр всего один – количество доступных элементов  $N$ .

Задача идентификации формулируется как сатисфакционная, а не оптимальная в силу сильной неопределенности ГеоИС как ОУ, который имеет следующую природу [19].

Стохастическую, в которой полностью известно множество альтернатив дестабилизирующих факторов и вероятностное описание механизма выбора из этого множества альтернатив. Сбои и отказы, вызванные естественными причинами и действиями низкоквалифицированных специалистов, поток пользовательских задач, уже известных и не раз выполняемых ГеоИС, добавление/удаление узлов сети – все это описывается статистически.

Нестохастическую, то есть не детерминированную и не стохастическую, когда неизвестно множество альтернатив либо вероятностное описание, либо фактор имеет целенаправленный агрессивный характер и не может описываться средствами теории вероятностей. Это новые, неучтенные ранее задачи, запрограммированные пользователем, реализация киберугроз и прочее.

Возможно, сформулированная задача решена в [37], но в силу закрытости технологии, узнать об этом точно не удалось.

Будем считать, что при предоставлении достоверной информации о структуре объекта система идентификации (БН) достигает цели своей деятельности, а при предоставлении недостоверной информации – нет. Следуя этой логике, выражение (2) преобразуется к виду:

$$t_{id}: P_{id}(t) \in [P_{id}^* - \Delta P_{id}; P_{id}^* + \Delta P_{id}], \quad (3)$$

где  $P_{id}^*$  – требуемая ВЦД БН;  $\Delta P_{id}^*$  – допустима погрешность ВЦД БН.

БН ГеоИС производит идентификацию элементов не в момент времени, а за интервал, поэтому далее в качестве наблюдаемого параметра используем не количество элементов, а изменение количества элементов  $\Delta N$ , полученного не в момент

времени  $t_{id}$ , а за интервал наблюдения  $\Delta t$ . Описание в формате IDEF0 приведено на рисунке 9.

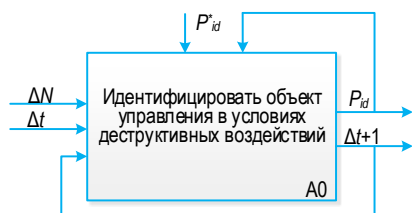


Рис. 9. Диаграмма IDEF0, описывающая метод идентификации

Fig. 9. IDEF0 Diagram Describing the Method of Identification

В ходе разработки метода идентификации выявлены закономерности, связывающие:

1) ресурсоемкость идентификации и время идентификации:

$$\omega_{id} = f_{\omega}(\Delta t); \quad (4)$$

2) время идентификации и количество элементов:

$$\Delta N = f_N(\Delta t); \quad (5)$$

3) количество элементов и вероятность идентификации:

$$P_{id} = f_{id}(\Delta N). \quad (6)$$

Из практических наблюдений установлена обратная пропорциональность зависимость (4):

$$\omega_{id} \sim \frac{1}{\Delta t}. \quad (7)$$

В реальных системах минимальное время опроса  $t_{\min}$  ограничено техническими возможностями устройств, а максимальное  $t_{\max}$  – выбирается, исходя из статистических наблюдений за системой и соображений целесообразности, например, 30 секунд, как в протоколе RIP. Следовательно, ресурсоемкость идентификации также находится в границах:

$$\omega_{id}^{\min} \leq \omega_{id} \leq \omega_{id}^{\max}.$$

С учетом обратной пропорциональности (7) предпринималась попытка сформулировать закономерность (5) с использованием наименее ресурсоемких операций: сложения и умножения, как сокращенной записи сложения. Для этого сформулировано следующие допущение.

Допущение 1

Добавление новых элементов и удаление существующих имеет некоторую инертность. Следовательно, на конец текущего интервала времени  $\Delta t$  возможно сделать предположение о количестве элементов на следующем интервале времени  $\Delta t+1$ . В силу малого значения  $\Delta t$ , предполагается линейная зависимость, описывающая изменение элементов. На основании данных об изменении количества элементов в предыдущий момент времени  $\Delta t-1$  и текущий момент  $\Delta t$  строится прямая и прогнозируется изменение в момент  $\Delta t+1$  (рисун

нок 10). Количество новых элементов на начало интервала  $\Delta t$  считается равным количеству элементов на конец интервала  $\Delta t-1$ .

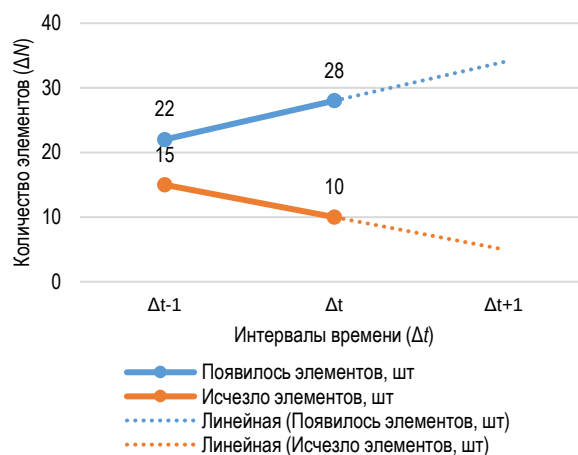


Рис. 10. Прогнозирование изменение состава

Fig. 10. Predicting Changes in the Composition

Закономерность (6) должна описывать два типа срывов целевой деятельности БН ОУ, вызванных ее промахами (ошибками I-го и II-го рода):

- элемента уже нет, а он помечен, как существующий;
- элемент существует, но в данных о структуре системы он отсутствует.

Оба промаха описываются количеством неучтенных системой идентификации элементов  $\Delta N$  за интервал идентификации  $\Delta t$ .

Допущение 2

Появление ( $r$  – аббр. от англ. reproduction) и исчезновение ( $d$  – аббр. от англ. death) элементов – независимые друг от друга процессы. Однако технически идентификацию появления и исчезновения реализует один процесс, который управляет ВЦД БН через изменение времени идентификации (3). В настоящей работе временем идентификации  $t_{id}$  является интервал контроля  $\Delta t$ . И если этот интервал изменяется, то он изменяется и для идентификации появления элементов, и для идентификации исчезновения элементов. Поэтому в качестве действующей ВЦД БН используется минимальная величина:

$$P_{id} = \min(P_{r,id}, P_{d,id}) \in [P_{id}^* - \Delta P_{id}; P_{id}^* + \Delta P_{id}].$$

С учетом обратной пропорциональности зависимости (7) использовано самое простое, то есть частотное определение вероятности:

$$P_{failure} = \frac{\Delta N}{N} \Rightarrow P_{id} = 1 - P_{failure}.$$

Поскольку шаги метода одинаковы и для процесса появления новых элементов, и для процесса исчезновения известных, указание на вид идентифицируемого процесса опущено.

**Шаги метода идентификации состава ОУ**

Опишем пошагово содержание метода идентификации состава ОУ.

*Шаг 1.* Задать требуемую ВЦД БН  $P_{id}^*$ .

Пример.  $P_{id}^* = 0,9$ .

*Шаг 2.* Согласно частотному определению вероятности, вероятность срыва целевой деятельности системы идентификации на интервале  $\Delta t$  находится как отношение количества не идентифицированных элементов  $\Delta N$  к общему количеству элементов  $N$ , идентифицированных на интервале  $\Delta t$ .

Из этого соотношения вычисляется допустимый процент изменения структуры на следующем интервале  $\Delta t+1$  (см. допущение 1):

$$P_{failure} = \frac{\Delta N}{N} \Rightarrow P_{id} = 1 - P_{failure} \Rightarrow \Delta N = (1 - P_{id})N.$$

Пример. Пусть  $P_{id}^* = 0,9$ , тогда допустимый процент изменения структуры – 10 %. Пусть на конец интервала  $\Delta t$  появилось 120 новых элементов, значит, допустимое количество элементов, определяющее размер флуктуации  $120 / 10 * 100 = 12$ .

*Шаг 3.* Исходя из предположения о линейной зависимости (см. допущение 1), использовать уравнение прямой и определить следующий интервал времени, для которого изменение не превысит допустимое. Размер интервала  $\Delta t$  принять за единицу (см. рисунок 10).

Пример. На конец интервала  $\Delta t-1$  было 80 новых элементов, на конец интервала  $\Delta t$  – 120 элементов, значит, на конец интервала  $\Delta t+1$  будет 160 элементов. Допустимая флуктуация – 12 элементов.

Согласно уравнению прямой, решенному относительно  $x$ , следующая точка контроля имеет координату (2,3; 132):

$$x = \frac{(y - y_2)}{(y_1 - y_2)}(x_1 - x_2) + x_2 = \\ = \frac{(120 + 12 - 120)}{(80 - 120)}(1 - 2) + 2 = 2,3,$$

то есть новый интервал  $\Delta t+1$  составляет 30 % от текущего интервала  $\Delta t$ .

*Шаг 4.* Если количество новых элементов убывает, действия – аналогичные.

Пример. На конец интервала  $\Delta t-1$  было 40 новых элементов, на конец  $\Delta t$  – 10 элементов, значит, на конец интервала  $\Delta t+1$  будет 20 элементов. Отрицательное значение говорит о том, что на конец интервала  $\Delta t+1$  новых элементов будет больше, чем на интервале  $\Delta t$ . Допустимая флуктуация – 10 % от новых элементов на конец интервала  $\Delta t$ , то есть 1 элемент.

Согласно уравнению прямой, решенному относительно  $x$ , следующая точка контроля имеет координату (2,1; 9):

$$x = \frac{(y - y_2)}{(y_1 - y_2)}(x_1 - x_2) + x_2 = \\ = \frac{(10 - 1 - 10)}{(40 - 30)}(1 - 2) + 2 = 2,1,$$

то есть новый интервал  $\Delta t+1$  составляет 10 % от текущего интервала  $\Delta t$ .

*Шаг 5.* Выполнять шаги 3–4, пока функционирует ГеоИС или не изменятся требования к ВЦД БН.

Из разработанного метода идентификации ОУ и технических ограничений реальных систем следует необходимое условие функционирования ГеоИС в условиях дестабилизации:

Чтобы ГеоИС могла функционировать в условиях деструктивных воздействий, необходимо, чтобы время идентификации структуры ГеоИС  $t_{id}$  было не меньше, чем минимальное время опроса  $t_{min}$ :

$$t_{id} \geq t_{min}.$$

Данное условие имеет дополнительную интерпретацию. В ГеоИС в динамическом режиме могут быть включены только те устройства, время идентификации которых больше минимального. Высокоскоростные объекты, например, противоракеты или невозвратные беспилотные летательные аппараты, должны регистрироваться в ГеоИС заранее и загружаться статически с указанием адресов и характеристик. В противном случае они не успеют зарегистрироваться в системе.

**Эффективность предложенных методов адаптивного управления**

Поскольку ближайший аналог к предложенному методу идентификации изложен в [35] (далее прототип), то именно с ним произведем сравнение.

В основе прототипа лежит теорема Котельникова, и период идентификации объекта контроля (ОК)  $T_{контр}$  определяется из соотношения:

$$T_{контр} = \frac{1}{2f_b}, \quad (8)$$

где  $f_b$  – максимальная частота в спектре контролируемого сигнала.

Для определения частоты  $f_b$  в прототипе производится оценка условий функционирования ОК с помощью следующего алгоритма:

- 1) задать исходные данные:
  - определить множество аппроксимирующих функций и указать точность аппроксимации;
  - задать пределы и шаг изменения параметров аппроксимирующих функций;
  - сформировать множество данных о времени и характере дестабилизирующих факторов, определить их классы;
- 2) определить интенсивности отказов ОК;

3) разделить дестабилизирующие факторы на однородные группы:

- отметить значения параметров для однородных групп  $A_i, \dots, A_j$  на временных осях;
- аппроксимировать значения каждой группы с заданной точностью непрерывными периодическими функциями, например, с помощью среднеквадратического приближения;
- построить вариационный ряд значений всех частот и определить наибольшее значение частоты;

4) исходя из выражения (8), определить оптимальный интервал контроля.

Метод, предложенный в настоящей работе, использует только один параметр контроля – количество доступных элементов  $N$ , поэтому сравнение производится, как если бы в прототипе также использовался только один параметр.

При прочих равных условиях можно утверждать, что в отличие от прототипа предлагаемый метод:

- *более адекватен* ГеоИС, так как прототип нуждается в сборе статистики для определения интенсивности отказа ОК либо применении экспертных оценок (шаг 2). В [35] не уточняется, каким именно способом это реализовано, но в любом случае, такой подход применим только для стохастических процессов, что охватывает только часть ДВ на ГеоИС;

- *точнее* подбирает интервал контроля, потому что не использует группировку (шаг 3 прототипа) и реагирует на каждое изменение параметра контроля;

- *потребляет меньше* вычислительных ресурсов системы, а значит *быстрее*, потому что, фактически, отсутствует самый ресурсоемкий шаг 3 прототипа. Точный выигрыш в производительности зависит от количества однородных групп, вида аппроксимирующей функции и т. д.;

- *потребляет меньше памяти*, так как хранит только допустимый процент изменения (число типа integer), против целого массива данных, требуемых прототипу: пределы и шаги аппроксимирующих функций, количество однородных групп, данные для размещения групп на временных осях, значения частот для вариационного ряда, наибольшее значение частоты и др. И так как работа с памятью – одна из самых медленных операций в процессоре, предложенный метод *быстрее прототипа*.

Для оценивания эффективности адаптации ГеоИС к ДВ с помощью предложенного метода разработана имитационная модель в среде MATLAB [12]. Цель адаптации – максимизировать ВЦД ГеоИС согласно выражению (1) или, что тоже самое, минимизировать риск ИБ  $P_{risk}$ , связанный с нарушением доступности ресурсов ГеоИС.

На модели изучалась зависимость ВЦД от следующих соотношений:

- количество входящих в ГеоИС задач / узлов ГеоИС (количество узлов было инвариантом и равнялось 10);
- минимальная производительность, требуемая задачами / максимальная доступная производительность узлов ГеоИС (производительность узлов была инвариантом и равнялась 10 условным единицам);
- максимальная длительность решаемых задач / максимальное время жизни узлов ГеоИС (время жизни узлов было инвариантом и равнялось 10 единицам модельного времени).

Поскольку в ходе анализа существующих публикаций аналогов разработанных методов, за исключением метода идентификации (его оценку см. выше), не выявлено, то изменение вероятности реализации риска ИБ  $\Delta P_{risk}$ , рассчитывалось, исходя из вероятностей риска до  $P_{bm}$  и после  $P_m$  применения разработанных методов, по формуле:

$$\Delta P_{risk} = \frac{P_{bm} - P_m}{P_{bm}}.$$

На рисунке 11 представлены конфигурации ГеоИС, для которых применение разработанных методов позволило снизить риск нарушения доступности ресурсов ГеоИС на 10 и 50 %, соответственно. Поскольку изменялись характеристики потока задач, а узлов являлись инвариантом, то характеристики ГеоИС опущены, и оси на графике соответствуют характеристикам задач:

$OX$  – максимальное количество решаемых задач;  
 $OY$  – минимальная требуемая производительность задач;

$OZ$  – максимальная длительность решаемых задач (сколько единиц модельного времени решает задача, если получает минимальную требуемую производительность).

Значения, откладываемые по осям, следует интерпретировать так:

$OX$  – чем больше значение, тем меньше узлов доступно задачам для выполнения, то есть тем выше деградация структуры ГеоИС;

$OY$  – чем больше значение, тем меньше производительности доступно задачам, то есть тем выше деградация функций ГеоИС;

$OZ$  – чем больше значение, тем выше волатильность структуры и функций ГеоИС, то есть тем выше интенсивность деструктивных воздействий на ГеоИС.

Пример: Точка (7; 4; 2) соответствует конфигурации ГеоИС, в которой на 7 поставленных задач приходится 10 узлов, на 4 единицы требуемой производительности приходится 10 единиц доступной, максимальная длительность задач соотносится со временем жизни узлов ГеоИС как 2/10.



Точка (10; 8; 6) соответствует конфигурации ГеоИС, в которой на 10 поставленных задач приходится 10 узлов, на 8 единиц требуемой производительности приходится 10 единиц доступной, максимальная длительность задач соотносится со временем жизни узлов ГеоИС как 6/10.

Как видно из графиков, если существует избыток ресурсов ГеоИС, то применение разработанных методов не имеет смысла, но в случае дефицита ресурсов применение разработанных методов снижает риски ИБ на 50 % и более.

Результаты относятся к любому типу ресурсов ГеоИС: вычислителям, каналам связи, накопителям, устройствам ввода-вывода. Их интерпретация на примерах нарушения доступности по уровням

модели FIST, приведенных в начале статьи, выглядит следующим образом:

1) деструктивные воздействия УПО, а именно атаки типа *Slowloris*, *SYN / ACK flood*, *DHCP starvation* нейтрализуются подключением элемента, имеющего свободный пул адресов;

2) деструктивные воздействия УЛС ориентированы на нарушение работы предложенных методов. ГеоИС решает поставленные задачи с заданной ВЦД, если может обеспечить соответствующую свою конфигурацию (см. рисунок);

3) деструктивные воздействия УФС нейтрализуются согласно текущей ситуации и выбранной стратегии [12] посредством перераспределения задач или подключением новых элементов ГеоИС.

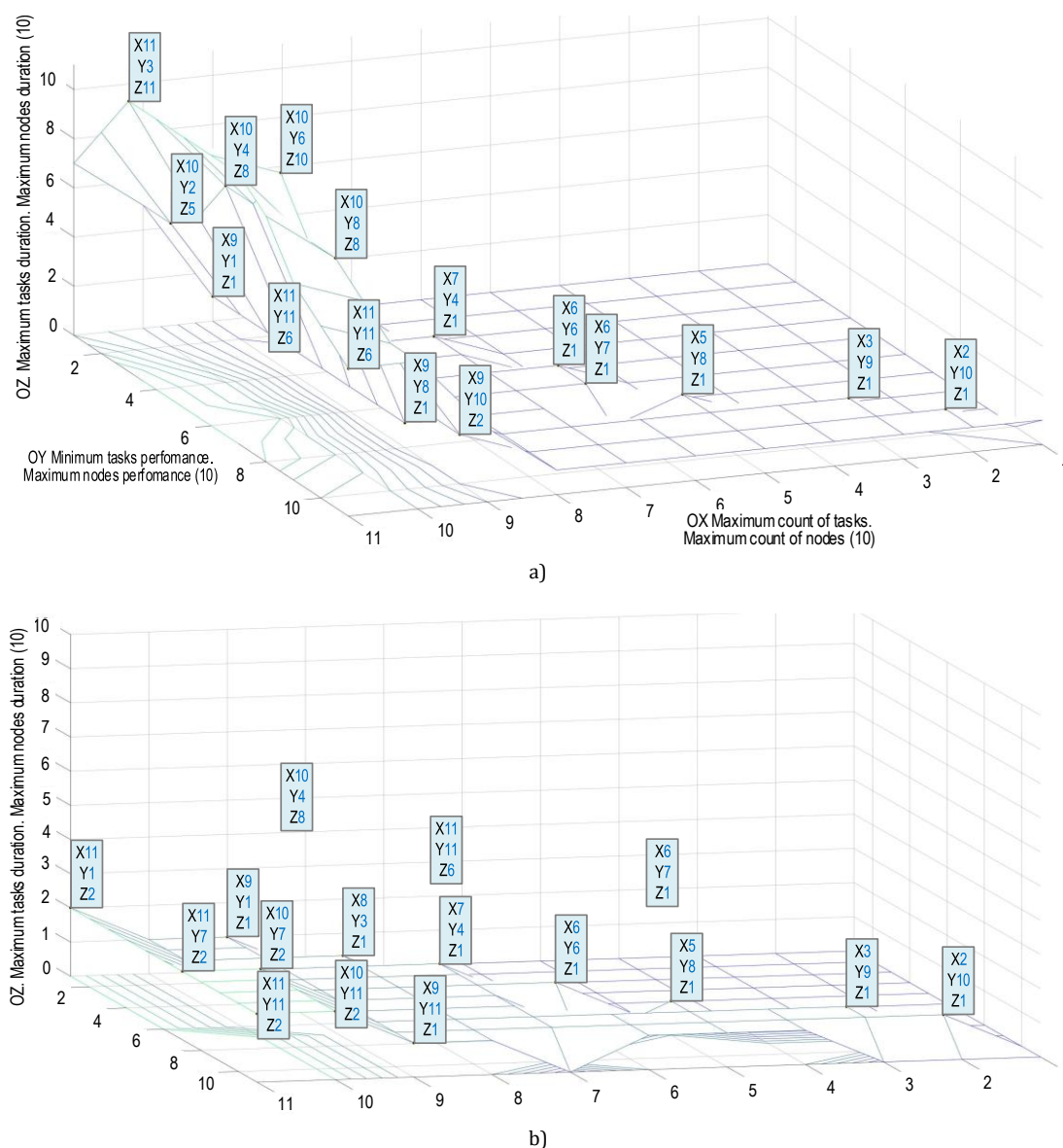


Рис. 11. Конфигурации ГеоИС, для которых риск нарушения доступности ресурсов снижается в результате применения разработанных методов на: а) 10 %; б) 50 %

Fig. 11. GeoIS Configurations, for which the Risk of Disruption of Resource Availability is Reduced as a Result of Applying the Developed Methods by 10%

## Заключение

Обеспечение доступности ресурсов ГеоИС является важнейшей задачей ИБ. В том числе потому, что без доступности невозможно обеспечить другие аспекты ИБ, о чем говорит впервые сформулированное и доказанное необходимое и достаточное ее условие.

Наиболее адекватными ГеоИС являются модели и методы, применяемые для описания IoT.

Эффективность управления информационной безопасностью ГеоИС может оцениваться через ее ВЦД. Риск ИБ, связанный с нарушением доступности ресурсов ГеоИС, является дополнением ВЦД до единицы.

Предложенный метод адаптивного управления ГеоИС увеличивает ВЦД в условиях ДВ за счет ее реконфигурации и состоит из четырех шагов: предъявление требований к производительности, идентификации структуры, формирования пулов и решения задач с использованием внутренних резервов задач.

Идентификация структуры реализована отдельным методом, сохраняющим заданную вероятность идентификации объекта управления на

протяжении всего времени функционирования ГеоИС за счет изменения интервала идентификации. Метод основан на предположении, что изменение объекта управления имеет инерцию.

Формирование пулов и решение задач с использованием внутренних резервов реализованы отдельными методами, опубликованными ранее.

Эффективность разработанных методов оценивалась с помощью имитационной модели. Применение разработанных методов позволяет достичь поставленной цели адаптации и снизить риски нарушения доступности ресурсов ГеоИС в условиях ДВ до 50 % от вероятности риска, имеющей место до применения методов.

Разработанные в статье методы могут применяться к любой информационной системе, имеющей в своем составе активные элементы. Однако это оправдано только в том случае, если информационная система имеет особенности, схожие с ГеоИС: распределенность в пространстве-времени, наличие всех типов данных, работа в реальном времени, существование риска ДВ как стохастического, так и агрессивного целенаправленного характера.

## Список источников

1. Воронин А.В., Зацаринный А.А. Геоинформационная система как важнейший компонент системы принятия управленческих решений // Системы высокой доступности. 2019. Т. 15. № 3. С. 27–33. DOI:10.18127/j20729472-201903-02
2. Лисицкий Д.В., Кацко С.Ю. Пользовательский сегмент единого территориального геоинформационного пространства // Вестник СГУГиТ. 2016. № 4(36). С. 89–99.
3. Грызунов В.В. Концептуальная модель адаптивного управления геоинформационной системой в условиях дестабилизации // Проблемы информационной безопасности. Компьютерные системы. 2021. № 1. С. 102–108.
4. Грызунов В.В., Гришечко А.А., Сипович Д.Е. Выбор наиболее опасных уязвимостей для перспективных информационных систем критического применения // Вопросы кибербезопасности. 2022. № 1(47). С. 66–75. DOI:10.21681/2311-3456-2022-1-66-75
5. Данилин Г.В., Соколов С.С., Нырков А.П., Кныш Т.П. Мультисервисные сети: методы повышения защищенности данных в условиях сетевых атак // XXI век: итоги прошлого и проблемы настоящего плюс. 2020. Т. 9. № 2(50). С. 158–163. DOI:10.46548/21vek-2020-0950-0028
6. Грызунов В.В. Модель геоинформационной системы FIST, использующей туманные вычисления в условиях дестабилизации // Вестник Дагестанского государственного технического университета. Технические науки. 2021. Т. 48. № 1. С. 76–89. DOI:10.21822/2073-6185-2021-48-1-76-89
7. Грызунов В.В. Модель информационно-вычислительной системы, деградирующей в условиях информационно-технических воздействий // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. 2015. № 646. С. 93–102.
8. Растринин Л.А. Адаптация сложных систем. Рига: Зинатне, 1981. 375 с.
9. Сахаров В.В., Сикарев И.А., Чертков А.А. Автоматизация поиска оптимальных маршрутов и грузовых потоков в транспортных сетях средствами целочисленного линейного программирования // Вестник государственного университета морского и речного флота им. адмирала С.О. Макарова. 2018. Т. 10. № 3. С. 647–657. DOI:10.21821/2309-5180-2018-10-3-647-657
10. Зализнюк А.Н., Присяжнюк С.П. Стратегическое планирование геоинформационного обеспечения систем управления // Информация и космос. 2016. № 4. С. 130–132.
11. Зегжда Д.П., Лаврова Д.С., Павленко Е.Ю. Управление динамической инфраструктурой сложных систем в условиях целенаправленных кибератак // Известия РАН. Теория и системы управления. 2020. № 3. С. 50–63. DOI:10.31857/S0002338820020134
12. Gryzunov V.V. Model of a distributed information system solving tasks with the required probability // Information and Control Systems. 2022. № 1. PP. 19–29. DOI:10.31799/1684-8853-2022-1-19-29
13. Кузнецова А.П., Монахов Ю.М. Постановка задачи адаптивного управления очередями для повышения доступности узлов в сетях ТСП/ІР с частыми потерями кадров // XIII международная научно-техническая конференция «Перспективные технологии в средствах передачи информации» (ПТСПИ-2019, Владимир, Россия, 3–5 июля 2019).

Владимир: Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, 2019. С. 75–78.

14. Kephart J.O., Chess D.M. The vision of autonomic computing // *Computer*. 2003. Vol. 36. Iss. 1. PP. 41–50. DOI:10.1109/MC.2003.1160055

15. Angelopoulos K., Papadopoulos A.V., Silva Souza V.E., Mylopoulos J. Model predictive control for software systems with CobRA // *Proceedings of the 38th International Conference on Software Engineering (ICSE '16, Austin, USA, 14–22 May 2016)*. ACM, 2016. PP. 35–46. DOI:10.1145/2897053.2897054

16. Peng X., Chen B., Yu Y., Zhao W. Self-tuning of software systems through dynamic quality tradeoff and value-based feedback control loop // *Journal of Systems and Software*. 2012. Vol. 85. Iss. 12. PP. 2707–2719. DOI:10.1016/j.jss.2012.04.079

17. Басыня Е. А. Программная реализация и исследование системы интеллектуально-адаптивного управления информационной инфраструктурой предприятия // *Вестник Самарского государственного технического университета. Серия: Технические науки*. 2020. № 1(65). С. 6–21.

18. Gatouillat A., Badr Y., Massot B. Smart and safe self-adaption of connected devices based on discrete controllers // *IET Software*. 2019. Vol. 13. Iss. 1. PP. 49–59. DOI:10.1049/iet-sen.2018.5029

19. Burlon V.G., Gryzunov V.V., Tatarnikova T.M. Threats of information security in the application of GIS in the interests of the digital economy // *Journal of Physics: Conference Series. Proceedings of the XXIIIth International Conference on Soft Computing and Measurement (SCM'2020, 27–29 May 2020)*. 2020. Vol. 1703. P. 012023. DOI:10.1088/1742-6596/1703/1/012023

20. Young R., Fallon S., Jacob P. A Governance Architecture for Self-Adaption & Control in IoT Applications // *Proceedings of the 5th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT, Thessaloniki, Greece, 10–13 April 2018)*. IEEE, 2018. PP. 241–246. DOI:10.1109/CoDIT.2018.8394824

21. Alfonso I., Garcés K., Castro H., Cabot J. Self-adaptive architectures in IoT systems: a systematic literature review // *Journal of Internet Services and Applications*. 2021. Vol. 12. P. 14. DOI:10.1186/s13174-021-00145-8

22. Moghaddam M.T., Muccini H. Fault-Tolerant IoT // *Proceedings of the 11th International Workshop on Software Engineering for Resilient Systems (SERENE 2019, Naples, Italy, 17 September 2019)*. Cham: Springer, 2019. PP. 67–84. DOI:10.1109/JIOT.2017.2717704

23. Грызунов В.В. Методика решения измерительных и вычислительных задач в условиях деградации информационно-вычислительной системы // *Вестник СибГУТИ*. 2015. № 1(29). С. 35–46.

24. Бершадский А.М., Курилов Л.С., Финогеев А.Г. Исследование стратегий балансировки нагрузки в системах распределенной обработки данных // *Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки*. 2009. № 4(12). С. 38–48.

25. Agrawal D., Jaiswal H.L., Singh I., Chandrasekaran K. An Evolutionary Approach to Optimizing Cloud Services // *Computer Engineering and Intelligent System*. 2012. Vol. 3. Iss. 4. PP. 47–55.

26. Фраленко В.П., Агроник А.Ю. Средства, методы и алгоритмы эффективного распараллеливания вычислительной нагрузки в гетерогенных средах // *Программные системы: теория и приложения*. 2015. Т. 6. № 3(26). С. 73–92.

27. Sakellariou R., Zhao H. A hybrid heuristic for DAG scheduling on heterogeneous systems // *Proceedings of the 18th International Parallel and Distributed Processing Symposium (Santa Fe, USA, 26–30 April 2004)*. IEEE, 2004. P. 111. DOI:10.1109/IPDPS.2004.1303065

28. Багрич А.И., Кустов В.Н. Устройство для решения задач сетевого планирования. Авторское свидетельство SU 1575199 от 06.05.1988. Оpubл. 30.06.1990.

29. Басыров А.Г., Кошель И.Н. Алгоритм планирования параллельных вычислений в деградирующей бортовой вычислительной системе космического аппарата // *Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского*. 2021. № 676. С. 17–26.

30. Басыров А.Г., Калужный А.В., Ширококов В.В. Технология энергосберегающих функционально-распределённых вычислений в кластере микроспутников дистанционного зондирования Земли // *Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса*. 2020. Т. 17. № 2. С. 65–74. DOI:10.21046/2070-7401-2020-17-2-65-74

31. Бурлов В.Г., Грызунов В.В., Сипович Д.Е. Адаптивное управление доступностью в геоинформационной системе, использующей туманные вычисления // *International Journal of Open Information Technologies*. 2021. Т. 9. № 9. С. 74–87.

32. Jia B., Hu H., Zeng Y., Xu T., Yang Y. Double-matching resource allocation strategy in fog computing networks based on cost efficiency // *Journal of Communications and Networks*. 2018. Vol. 20. Iss. 3. PP. 237–246. DOI:10.1109/JCN.2018.000036

33. Sun Y., Lin F., Xu H. Multi-objective Optimization of Resource Scheduling in Fog Computing Using an Improved NSGA-II // *Wireless Personal Communications*. 2018. Vol. 102. PP. 1369–1385. DOI:10.1007/s11277-017-5200-5

34. Стародубцев Ю.И., Иванов С.А., Закалкин П.В., Вершенник Е.В. Методика определения оптимальной периодичности контроля состояния сложного объекта // *Вопросы оборонной техники. Серия 16: Технические средства противодействия терроризму*. 2021. № 3-4(153-154). С. 81–89.

35. Синев С.Г., Сорокин М.А., Стародубцев П.Ю., Сухорукова Е.В. Способ определения оптимальной периодичности контроля состояния процессов. Патент на изобретение RU 2623791 С от 25.01.2016. Оpubл. 29.06.2017.

36. Фролков Е.В., Шатунов А.В. Способ определения периодичности контроля оперативного запоминающего устройства при функционировании в радиационных условиях космического пространства на солнечно-синхронной орбите. Патент на изобретение RU 2438163 С1. Оpubл. 27.12.2011.

37. Disruption Tolerant Mobile Wireless Networks // *Meshdynamics*. URL <https://meshdynamics.com/military-mesh-networks.html> (дата обращения 20.07.2022)

## References

1. Voronin A.V., Zatsarinny A.A. Geoinformation system as the most important component of management decision making system. *Sistemy vysokoy dostupnosti*. 2019;15(3):27–33. (in Russ.) DOI:10.18127/j20729472-201903-02
2. Lisitsky D.V., Katsko S.Yu. User segment of unified territorial geoinformation environment. *Vestnik of SSUGT*. 2016;4(36):89–99 (in Russ.)
3. Gryzunov V.V. Conceptual model of geoinformation system adaptive control under conditions of destabilization. *Information Security Problems. Computer Systems*. 2021;1:102–108. (in Russ.)
4. Gryzunov V., Grishechko A., Sipovich D. Selecting the most dangerous vulnerabilities for prospective information systems for critical applications. *Voprosy kiberbezopasnosti*. 2022;1(47):66–75. (in Russ.) DOI:10.21681/2311-3456-2022-1-66-75
5. Danilin G.V., Sokolov S.S., Nyrkov A.P., Knysh T.P. Multiservice networks: methods of increasing data security in the conditions of network attacks. *XXI Century: Resumes of the Past and Challenges of the Present plus*. 2020;9(2-50):158–163. (in Russ.) DOI:10.46548/21vek-2020-0950-0028
6. Gryzunov V.V. FIST geoinformation system model using fog computing in destabilization. *Herald of Dagestan State Technical University. Technical Sciences*. 2021;48(1):76–89. (in Russ.) DOI:10.21822/2073-6185-2021-48-1-76-89
7. Gryzunov V.V. Model of degrading computing system during software and hardware attack. *Proceedings of the Mozhaisky Military Space Academy*. 2015;646:93–102. (in Russ.)
8. Rastrigin L.A. *Adaptation of Complex Systems*. Riga: Zinatne Publ.; 1981. 375 p. (in Russ.)
9. Saharov V.V., Sikarev I.A., Chertkov A.A. Automating search optimal routes and goods flows in transport networks means the integer linear programming. *Vestnik gosudarstvennogo universiteta morskogo i rechnogo flota imeni admirala S.O. Makarova*. 2018;10(3):647–657. (in Russ.) DOI:10.21821/2309-5180-2018-10-3-647-657
10. Zaliznyuk A.N., Prisyazhnyuk S.P. Strategic planning of geoinformation support for control systems. *Information and Space*. 2016;3:130–132. (in Russ.)
11. Zegzhda D.P., Lavrova D.S., Pavlenko E.Y. Management of a dynamic infrastructure of complex systems under conditions of directed cyber attacks. *Journal of Computer and Systems Sciences International*. 2020;59(3):358–370. (in Russ.) DOI:10.1134/S1064230720020124
12. Gryzunov V.V. Model of a distributed information system solving tasks with the required probability. *Information and Control Systems*. 2022;1:19–29. DOI:10.31799/1684-8853-2022-1-19-29
13. Kuznetsova A.P., Monakhov Yu.M. Setting the problem of adaptive queue management to increase the availability of nodes in TCP / IP networks with frequent frame losses. *Proceedings of the XIIIth International Scientific and Technical Conference on Promising Technologies in the Means of Information Transmission, PTSPI-2019, 3–5 July 2019, Vladimir, Russia*. Vladimir: Vladimir State University named after Alexander and Nikolay Stoletovs Publ.; 2019. p.75–78. (in Russ.)
14. Kephart J.O., Chess D.M. The vision of autonomic computing. *Computer*. 2003;36(1):41–50. DOI:10.1109/MC.2003.1160055
15. Angelopoulos K., Papadopoulos A.V., Silva Souza V.E., Mylopoulos J. Model predictive control for software systems with CobRA. *Proceedings of the 38th International Conference on Software Engineering, ICSE '16, 14–22 May 2016, Austin, USA*. ACM; 2016. p.35–46. DOI:10.1145/2897053.2897054
16. Peng X., Chen B., Yu Y., Zhao W. Self-tuning of software systems through dynamic quality tradeoff and value-based feedback control loop. *Journal of Systems and Software*. 2012;85(12):2707–2719. DOI:10.1016/j.jss.2012.04.079
17. Basiya E.A. Software Implementation and Research of the System for Intellectually Adaptive Management of the Enterprise Information Infrastructure. *Vestnik of Samara State Technical University (Technical Sciences Series)*. 2020;1(65):6–21. (in Russ.)
18. Gatouillat A., Badr Y., Massot B. Smart and safe self-adaption of connected devices based on discrete controllers. *IET Software*. 2019;13(1):49–59. DOI:10.1049/iet-sen.2018.5029
19. Burlov V.G., Gryzunov V.V., Tatarnikova T.M. Threats of information security in the application of GIS in the interests of the digital economy. *Journal of Physics: Conference Series. Proceedings of the XXIIIth International Conference on Soft Computing and Measurement, SCM'2020, 27–29 May 2020*. IOP Publ.; 2020. vol.1703. p.012023. DOI:10.1088/1742-6596/1703/1/012023
20. Young R., Fallon S., Jacob P. A Governance Architecture for Self-Adaption & Control in IoT Applications. *Proceedings of the 5th International Conference on Control, Decision and Information Technologies, CoDIT, 10–13 April 2018, Thessaloniki, Greece*. IEEE; 2018. p.241–246. DOI:10.1109/CoDIT.2018.8394824
21. Alfonso I., Garcés K., Castro H., Cabot J. Self-adaptive architectures in IoT systems: a systematic literature review. *Journal of Internet Services and Applications*. 2021;12:14. DOI:10.1186/s13174-021-00145-8
22. Moghaddam M.T., Muccini H. Fault-Tolerant IoT. *Proceedings of the 11th International Workshop on Software Engineering for Resilient Systems, SERENE 2019, 17 September 2019, Naples, Italy*. Cham: Springer; 2019. p.67–84. DOI:10.1109/IJOT.2017.2717704
23. Gryzunov V. Problem Solving Method of Measuring and Calculating Tasks under Conditions of Data Computing System Degradation. *Vestnik SibGUTI*. 2015;1(29):35–46. (in Russ.)
24. Bershadsky A.M., Kurilov L.S., Finogeev A.G. Study of Load Balancing Strategies in Distributed Data Processing Systems. *University proceedings. Volga region. Technical sciences*. 2009;4:38–48. (in Russ.)
25. Agrawal D., Jaiswal H.L., Singh I., Chandrasekaran K. An Evolutionary Approach to Optimizing Cloud Services. *Computer Engineering and Intelligent System*. 2012;3(4):47–55
26. Fralenko V.P., Agronik A.Yu. Tools, methods and algorithms for the efficient parallelization of computational loading in heterogeneous environments. *Program Systems: Theory and Applications*. 2015;6(3-26):73–92. (in Russ.)



27. Sakellariou R., Zhao H. A hybrid heuristic for DAG scheduling on heterogeneous systems. *Proceedings of the 18th International Parallel and Distributed Processing Symposium*, 26–30 April 2004, Santa Fe, USA. IEEE; 2004. p.111. DOI:10.1109/IPDPS.2004.1303065
28. Bagrich A.I., Kustov V.N. Device for Solving Problems of Network Analysis. Copyright certificate USSR, no. 1575199 A1, 30.06.1990. (in Russ.)
29. Basyrov A.G., Koshel I.N. Algorithm for Scheduling Parallel Computing in a Degrading Spacecraft Onboard Computer System. *Proceedings of the Mozhaisky Military Space Academy*. 2021;676:17–26. (in Russ.)
30. Basyrov A.G., Kalyuzhnyy A.V., Shirobokov V.V. Technology of Energy-Saving Functional Distributed Computing in a Cluster of Earth Remote Sensing Microsatellites. *Current problems in remote sensing of the Earth from space*. 2020;17(2):65–74. (in Russ.) DOI:10.21046/2070-7401-2020-17-2-65-74
31. Burlov V., Gryzunov V., Sipovich D. Adaptive Accessibility Management in Geographic Information Systems Using Fog Computing. *International Journal of Open Information Technologies*. 2021;9(9):74–87. (in Russ.)
32. Jia B., Hu H., Zeng Y., Xu T., Yang Y. Double-matching resource allocation strategy in fog computing networks based on cost efficiency. *Journal of Communications and Networks*. 2018;20(3):237–246. DOI:10.1109/JCN.2018.000036
33. Sun Y., Lin F., Xu H. Multi-objective Optimization of Resource Scheduling in Fog Computing Using an Improved NSGA-II. *Wireless Personal Communications*. 2018;102:1369–1385. DOI:10.1007/s11277-017-5200-5
34. Starodubtsev Yu.I., Ivanov S.A., Zakalkin P.V., Vershennik E.V. Methods for determining the optimal frequency of complex object state monitoring. *Military Engineering. Scientific and Technical Journal. Counter-terrorism technical devices. Issue 16*. 2021;3-4(153-154):81–89. (in Russ.)
35. Sinev S.G., Sorokin M.A., Starodubtsev P.Yu., Sukhorukova E.V. *Method of Determination of Optimal Periodicity of Control of Processes State*. Patent RF, no. 2623791 C, 06.29.2017. (in Russ.)
36. Frolkov E.V., Shatunov A.V. Method of Determining Periodicity of Inspecting Random Access Memory During Operation in Radiation Conditions of Cosmic Space on Sun-Synchronous Orbit. Patent RF, no. 2438163 C1, 27.12.2011. (in Russ.)
37. Meshdynamics. *Disruption Tolerant Mobile Wireless Networks*. URL: <https://meshdynamics.com/military-mesh-networks.html> [Accessed 20th July 2022]

Статья поступила в редакцию 20.07.2022; одобрена после рецензирования 09.08.2022; принята к публикации 12.08.2022.

The article was submitted 20.07.2022; approved after reviewing 09.08.2022; accepted for publication 12.08.2022.

## Информация об авторе:

**Грызунов  
Виталий Владимирович**

кандидат технических наук, доцент кафедры информационных технологий и систем безопасности Российского государственного гидрометеорологического университета  
 <https://orcid.org/0000-0003-4866-217X>

Научная статья

УДК 004.056.

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-117-126



# Модификация алгоритма обнаружения сетевых атак методом фиксации скачков фрактальной размерности в режиме online

Олег Иванович Шелухин<sup>1</sup>, sheluhin@mail.ru

Сергей Юрьевич Рыбаков<sup>1✉</sup>, svolkov97@gmail.com

Анна Вячеславовна Ванюшина<sup>1</sup>, a.v.vaniushina@mtuci.ru

<sup>1</sup>Московский технический университет связи и информатики,  
Москва, 111024, Российская Федерация

**Аннотация:** В работе рассматривается модификация алгоритма обнаружения аномалий в сетевом трафике при использовании текущих оценок скачка фрактальной размерности в режиме реального времени. Модификация алгоритма заключается в дополнительной пороговой обработке (трешолдинге) полученных оценок фрактальной размерности и последующей вторичной фильтрации. Показано, что фильтрация с применением процедуры трешолдинга позволяет повысить точность текущей оценки фрактальной размерности и увеличить достоверность обнаружения аномалии в сетевом трафике в режиме online.

**Ключевые слова:** показатель Херста, фрактальный анализ, фрактальный гауссовский шум, кратно-масштабный анализ, трешолдинг, скользящее окно

**Ссылка для цитирования:** Шелухин О.И., Рыбаков С.Ю., Ванюшина А.В. Модификация алгоритма обнаружения сетевых атак методом фиксации скачков фрактальной размерности в режиме online // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 3. С. 117–126. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-117-126

## Modified Algorithm for Detecting Network Attacks Using the Fractal Dimension Jump Estimation Method in Online Mode

Oleg Sheluhin<sup>1</sup>, sheluhin@mail.ru

Sergey Rybakov<sup>1✉</sup>, svolkov97@gmail.com

Anna Vanyushina<sup>1</sup>, a.v.vaniushina@mtuci.ru

<sup>1</sup>Moscow Technical University of Communications and Informatics,  
Moscow, 111024, Russian Federation

**Abstract:** The paper considers a modification of the well-known algorithm for detecting anomalies in network traffic using a real-time fractal dimension jump estimation method. The modification uses real-time thresholding to provide additional filtering of the estimated fractal network traffic dimension. The accuracy of the current estimate of the fractal dimension and the reliability of anomaly detection in network traffic in online mode is improved by adding extra filtering to the algorithm.

**Keywords:** Hurst exponent, fractal analysis, fractal Gaussian noise, multiresolution analysis, thresholding, sliding window

**For citation:** Sheluhin O., Rybakov S., Vanyushina A. Modified Algorithm for Detecting Network Attacks Using the Fractal Dimension Jump Estimation Method in Online Mode. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(3): 117–126. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-117-126

## Введение

Обеспечение сетевой безопасности в условиях воздействия сетевых атак является важной проблемой современных систем связи. Проблема обнаружения (поиска) аномалий в сетевом трафике обусловлена несовершенством математического аппарата или алгоритма системы обеспечения информационной безопасности. Большая часть из известных алгоритмов и методов достаточно трудны в программной реализации и имеют ряд недостатков, связанных с недостоверным определением момента начала аномалии.

В работах [1–3] доказано, что сетевой трафик обладает свойствами самоподобия. Учитывая то, что любая атака или аномальная активность в сети может привести к резкому изменению текущего значения фрактальной размерности, данное свойство можно использовать для точного определения момента начала атаки или аномалии. Фрактальный анализ основан на выявлении несвойственных для нормального сетевого трафика структурных особенностей при помощи кратномасштабного анализа и оценки показателя Херста, который однозначно связан с фрактальной размерностью Хаусдорфа  $D_f$  соотношением  $D_f = 2 - H$ .

В работах [4, 5, 6] получены алгоритмы обнаружения сетевых атак на основе анализа скачков фрактальной размерности при резких изменениях свойств сетевого трафика. Однако полученные при этом алгоритмы не являются итеративными, что усложняет использование их в процессе обработки. Кроме того, наблюдаемые при этом флуктуации текущего показателя Херста  $H$  могут рассматриваться как дополнительный шум обработки, что также снижает эффективность таких алгоритмов.

В отличие от известных работ предлагается модифицировать алгоритм обработки путем дополнительной фильтрации текущих оценок  $H$ , что позволяет повысить точность текущей оценки фрактальной размерности, а также достоверность обнаружения аномалии в сетевом трафике в режиме online.

## Кратномасштабный анализ

Как известно [7–9], любую последовательность дискретных отсчетов при конечном числе уровней разложения  $P$  анализируемого процесса  $y(t_i)$  по системе масштабирующих функций и вейвлет-функций можно представить в виде упорядоченной совокупности коэффициентов вейвлет-декомпозиции (разложения):

$$y(t_i) = \sum_{k=1} a_{m,k} \Phi_{m,k}(t_i) + \sum_{m=1} \sum_{k=1} d_{m,k} \Psi_{m,k}(t_i), \quad (1)$$

$m, k \in I,$

где  $\Phi_{m,k}(t_i)$  – базисная масштабирующая функция;  $\Psi_{m,k}(t_i)$  – материнский вейвлет;  $a_{m,k}, d_{m,k}$  – коэффициенты аппроксимации и детализации анализируемого процесса;  $m, k$  – параметры масштаба и сдвига в пространстве целых чисел  $I$ .

Для того, чтобы адаптировать соотношение (1) к обработке сигнала в режиме реального времени, необходимо фиксировать длительность скользящего окна размером  $M$ .

Выполняя дискретное вейвлет-преобразование (ДВП) анализируемого процесса внутри скользящего окна размером в  $M$  отсчетов, в каждый момент времени  $t_i$ , будет получен набор коэффициентов аппроксимации  $\{a_{1x}, a_{2x}, a_{3x}, \dots, a_{nx}\}_{t,j}$  и детализации  $\{d_{1x}, d_{2x}, d_{3x}, \dots, d_{nx}\}_{t,j}$  на каждом уровне декомпозиции  $j$ . Причем количество вейвлет-коэффициентов  $n$  на уровне  $j$  в окне  $M$  будет определяться выражением  $n = \frac{M}{2^j}$ . Таким образом, в соответствии с положениями вейвлет-анализа [9] временной ряд  $y(t)$  может быть представлен в виде:

$$y(t) = y_j(t) + \sum_{j=1}^J D_j(t), \quad (2)$$

где  $y_j(t) = \sum_{k=0}^{n_0-1} a_{j,k} \Phi_{j,k}(t)$  – функция первичной аппроксимации, которая соответствует масштабу  $J$  ( $J < J_{\max}$ );  $a_{j,k} = \langle y(t), \Phi_{j,k} \rangle$  – масштабный коэффициент аппроксимации, который равен скалярному произведению исходного ряда  $y(t)$  и масштабной функции «самого грубого» масштаба  $J$ , смещенной на  $k$  единиц масштаба вправо от начала координат;  $D_j(t) = \sum_{k=0}^{n_0-1} d_{j,k} \Psi_{j,k}(t)$  – функция детализации  $j$ -го масштаба;  $d_{j,k} = \langle y(t), \Psi_{j,k} \rangle$  – вейвлет-коэффициент детализации масштаба  $j$ , равный скалярному произведению исходного ряда  $y(t)$  и вейвлета масштаба  $j$ , смещенного на  $k$  единиц масштаба вправо от начала координат;  $n_0 = 2^{J_{\max}}$  ( $n_0 \leq N$ );  $J_{\max} = \lfloor \log_2 N \rfloor$  – максимальное количество уровней разложения;  $\lfloor \log_2 N \rfloor$  – целая часть числа.

## Метод оценки скачка фрактальной размерности

Пусть декомпозиция дискретного случайного процесса  $X(t_i)$ , который определен на интервале  $i = 1, \dots, N$ , осуществляется в скользящем окне размера  $M$ . В результате движения окна анализа «пробежит»  $m$  положений, где  $m = 1, \dots, N - M$ . Тогда детализирующие коэффициенты при  $m$ -ом положении окна анализа  $d_{j,k}^m$  будут вычислены в конце анализируемого интервала.

В соответствии с уравнением (3) для получения текущей оценки показателя Херста  $\hat{H}_m$  при  $m$ -ом положении окна анализа необходимо выполнить линейную регрессию на шкале  $j$  в диапазоне  $[j_1, j_2]$ :

$$\log_2(\mu_{j,m}) = \log_2\left(\frac{1}{n_j} \sum_k |d_x^{(m)}(j, k)|^2\right) = (2\hat{H}_m - 1)_j + \hat{c} = a_m j + \hat{c}, \text{ где } \hat{c} = \text{const.} \quad (3)$$

Формула (3) позволяет оценить показатель Херста  $\hat{H}_m$  процессов с долговременной зависимостью в виде линейной зависимости. Это значит, что, если процесс  $X(t_i)$  является долговременно зависимым процессом с показателем Херста  $H_m$ , то график зависимости  $\log_2(\mu_{j,m})$  от  $j$  имеет линейный наклон  $2\hat{H}_m - 1$ , и масштабный показатель  $\hat{a}_m = (2\hat{H}_m - 1)$  может быть получен путем оценки наклона графика функции  $\log_2(\mu_{j,m})$  от  $j$  при каждом  $m$ -ом положении окна анализа.

Для получения взвешенной оценки масштабного показателя  $\hat{a}_m$  на интервале  $[j_1, j_2]$  при  $m$ -ом положении окна анализа необходимо проделать следующие вычисления:

$$\hat{a}_m = \sum_j w_j y_{j,m}, \quad (4)$$

$$\hat{c}_m = \sum_j v_j y_{j,m}, \quad (5)$$

$$w_j = \frac{S_j - S_1}{(SS_2 - S_1^2)\sigma_j^2}, \quad (6)$$

$$y_{j,m} = \log_2(\mu_{j,m}) - g(j), \quad (7)$$

$$g(j) = \psi\left(\frac{n_j}{2}\right) \ln 2 - \log_2\left(\frac{n_j}{2}\right) = \frac{\Gamma'\left(\frac{n_j}{2}\right)}{\left(\Gamma\left(\frac{n_j}{2}\right) \ln 2\right)} - \log_2\left(\frac{n_j}{2}\right) \sim -\frac{1}{n_j \ln 2}, \quad (8)$$

$$\sigma_j^2 = \frac{\xi(2, \frac{n_j}{2})}{\ln^2 2} \sim \frac{2}{n_j \ln^2 2}, \quad (9)$$

$$v_j = \frac{S_2 - j S_1}{(SS_2 - S_1^2)\sigma_j^2}, \quad (10)$$

$$S = \sum_{j=j_1}^{j_2} 1/\sigma_j^2, \quad S_1 = \sum_{j=j_1}^{j_2} j/\sigma_j^2, \quad S_2 = \sum_{j=j_1}^{j_2} j^2/\sigma_j^2, \quad (11)$$

где  $\Gamma(x) = \int_0^\infty t^{x-1} e^{-t} dt$  – гамма-функция;  $\Gamma'$  – ее производная;  $\xi(2, z) = \sum_{n=0}^\infty 1/(z+n)^2$  – обобщенная зета-функция Римана;  $\psi(x) = \Gamma'(x)/\Gamma(x)$  – пси-функция (или дигамма-функция);  $n_j$  – количество детализирующих коэффициентов на соответствующем уровне вейвлет-разложения ( $j$ ).

Так, определив квантили  $S, S_1$  и  $S_2$  и получив взвешенную оценку  $\hat{a}$  для  $a$ :

$$\hat{a} = \frac{\sum_{j=j_1}^{j_2} y_{j,m} (S_j - S_1) / \sigma_j^2}{SS_2 - S_1^2}, \quad (12)$$

которая является не смещенной на интервале  $[j_1, j_2]$ .

Вычисление текущего значения показателя Херста  $\hat{H}_m$  при  $m$ -ом окне анализа описывается следующей формулой:

$$\hat{H}_m = \frac{1 + \hat{a}_m}{2}, \quad m = \overline{1, M}. \quad (13)$$

Используя формулы (4–12), можно преобразовать соотношение (13) для оценки параметра Херста в  $m$ -положении скользящего окна в следующий вид:

$$\hat{H}_m = \frac{1}{2} \left[ \frac{\sum_{j=j_1}^{j_2} S_j \eta_{j,m} - \sum_{j=j_1}^{j_2} S_j j \sum_{j=j_1}^{j_2} S_j j \eta_{j,m}}{\sum_{j=j_1}^{j_2} S_j \sum_{j=j_1}^{j_2} S_j j^2 - \left( \sum_{j=j_1}^{j_2} S_j j \right)^2} + 1 \right], \quad (14)$$

где  $\eta_{j,m} = \log_2\left(\frac{1}{n_j} \sum_k |d_x^{(m)}(j, k)|^2\right)$ , и весовой коэффициент  $S_j = (n \ln^2 2) / 2^{j+1}$  является обратной функцией теоретической асимптотической дисперсии.

### Вторичная фильтрация оценки показателя Херста

На практике при использовании оценки показателя Херста в скользящем окне возникает проблема правильного обнаружения аномалий, т. к. оценка получается с высокой дисперсией и резкими скачками  $H$ . Это можно заметить на рисунке 1. Для нейтрализации резких выбросов и уменьшения дисперсии предлагается воспользоваться процедурой трешолдинга (*от англ. Thresholding*) – пороговой обработкой данных [10, 11].

Пусть  $\hat{H}(t_m)$  – оценка показателя Херста, определенная на интервале  $m = 1, \dots, L$ , а фильтрация полученной оценки производится с применением прямого дискретного вейвлет-преобразования в скользящем окне размера  $L$ . Смещение окна фильтрации производится с некоторым шагом  $s \leq L$ . Так при смещении слева-направо окно фильтрации «пробежит»  $z$  положений  $Z = L/s, z = 1, \dots, Z$ .

Тогда формула для фильтрации по вейвлет коэффициентам с применением трешолдинга примет следующий вид:

$$\tilde{H}(t_m) = \sum_{l=1}^{L_0} a_{j_0,l}^{(H)} \phi_l^{(H)}(t_m) + \sum_{j=1}^J \sum_{l=1}^{L_j} T(d_{j,l}^{(H)}) \psi_{j,l}^{(H)}(t_m), \quad (15)$$

где  $a_{j_0,l}^{(H)}, d_{j,l}^{(H)}$  – аппроксимирующие и детализирующие коэффициенты оценки показателя Херста при  $z$ -ом положении окна фильтрации;  $T(d_{j,l}^{(H)})$  – фильтрованные детализирующие вейвлет-коэффициенты;  $a_{j_0,l}^{(H)} = < \hat{H}(t_m), \phi_l^{(H)} >$  – аппроксимирующие вейвлет-коэффициенты;  $d_{j,l}^{(H)} = < \hat{H}(t_m), \psi_{j,l}^{(H)} >$  – детализирующие вейвлет-коэффициенты;  $L_0 = 2^{J_{\max}}, (L_0 \leq L)$ ;  $J_{\max} = [\log_2 L]$  – максимальное число масштабов разложения;  $[\log_2 L]$  – целая часть числа.



Наибольшее распространение получили следующие виды трешолдинга [7, 12, 13]:

- жесткий трешолдинг –  $T_h = d_{j,l}^{(H)} I(|d_{j,l}^{(H)}| > \tau)$ ;
- мягкий трешолдинг –  $T_s = \text{sign}(d)(|d_{j,l}^{(H)}| - \tau) \times I(|d_{j,l}^{(H)}| \geq \tau)$ .

В исследовании использовался жесткий трешолдинг.

Алгоритм формирования оценки после вторичной фильтрации выглядит следующим образом:

- 1) фильтрация производится в окне размером  $L$ ;
- 2) производится 6-уровневое ДВП накопленной оценки показателей Херста  $\tilde{H}(t_m)$ ;
- 3) происходит удаление всех детализирующих вейвлет-коэффициентов  $d_{j,l}^{(H)}$ ;
- 4) применяется обратное ДВП.

В результате вторичной фильтрации формируется оценка без аномальных выбросов.

### Тестирование алгоритма

Для тестирования работоспособности описанного алгоритма, путем моделирования формировался фрактальный гауссовский шум (ФГШ) [14–18] длиной в 300 000 отсчетов с меняющимся показателем Херста в пределах  $[0,55 : 0,95]$ . Размер скользящего окна  $M = 1000$ .

Структура моделируемого трафика представлена в таблице 1. В результате имитации был смоделирован трафик в виде ФГШ, состоящего из ше-

сти фрагментов одинаковой длительности, но имеющих разную фрактальную размерность, как это видно из таблицы 1.

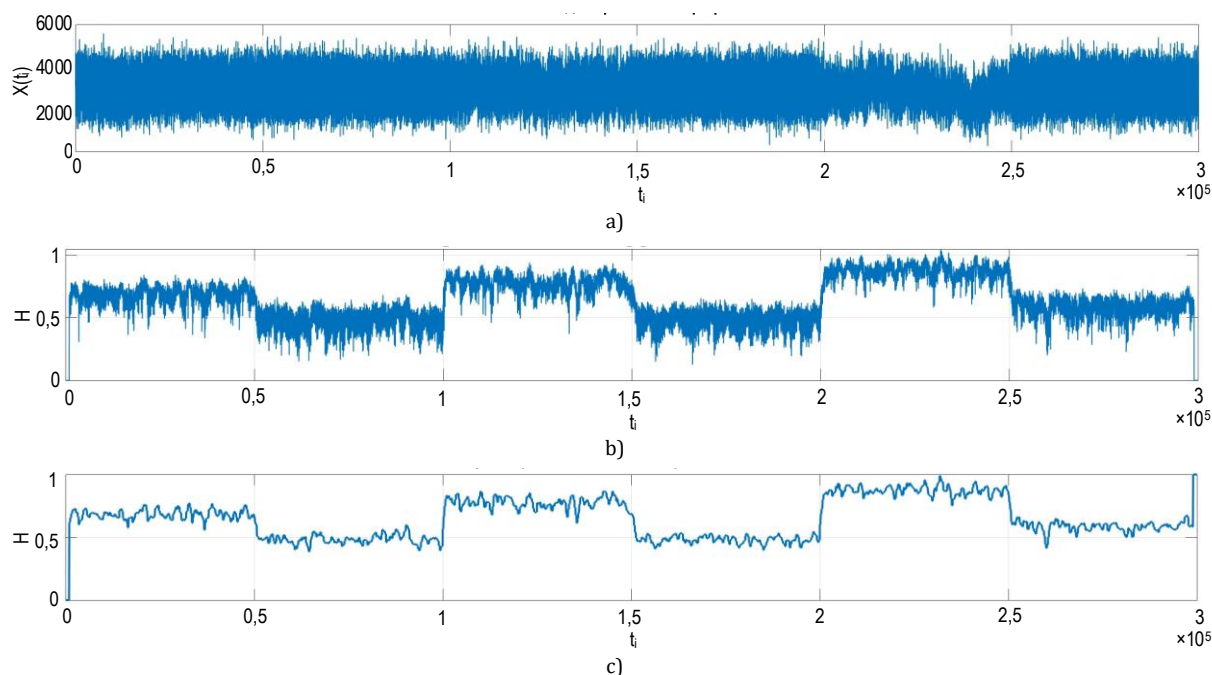
**ТАБЛИЦА 1. Показатель Херста на промежутках моделируемого трафика**

TABLE 1. Hurst Exponent at Intervals of Simulated Traffic

| Промежуток      | Показатель Херста |
|-----------------|-------------------|
| 0–50 000        | 0,7               |
| 50 000–100 000  | 0,5               |
| 100 000–150 000 | 0,8               |
| 150 000–200 000 | 0,5               |
| 200 000–250 000 | 0,9               |
| 250 000–300 000 | 0,6               |

На рисунке 1а показана тестовая последовательность, смоделированная при помощи генератора ФГШ, а на рисунке 1б – оценка показателя Херста в скользящем окне полученная с помощью алгоритма (14).

Из представленной реализации видно, что алгоритм (14) фиксирует скачки фрактальной размерности (показателя Херста) в тестовой последовательности. Вместе с тем видно, что при использовании подобного скользящего окна наблюдаются значительные флуктуации оценки показателя  $H$  вокруг среднего значения. Флуктуации вызваны пересчетом значений показателя  $H$  при каждом единичном шаге смещения окна анализа.



**Рис. 1. Иллюстрация работы алгоритма: а) смоделированный трафик; б) полученная оценка показателя Херста в скользящем окне; в) отфильтрованная оценка показателя Херста**

Fig. 1. Algorithm Operation Illustration: a) Simulated Traffic; b) Derived Hurst Exponent Estimate in a Sliding Window; c) Filtered Hurst Exponent Estimate

Чтобы этого избежать и получить усредненные оценки, предлагается произвести дополнительную фильтрацию оценок  $\hat{H}(t_m)$ , сформированных с помощью соотношения (14). С этой целью применена пороговая обработка данных с помощью соотношения (15). В результате формируется последовательность оценок  $\hat{H}(t_m)$ , как это иллюстрируется на рисунке 1с.

Важно отметить, что как текущие средние значения, так и моменты смены показателя  $H$  не изменяются и алгоритм (15) по-прежнему достоверно отслеживает скачки фрактальной размерности.

### Влияние типа вейвлета

Важное значение при практической реализации предложенного алгоритма обработки имеет выбор материнского вейвлета в алгоритмах (14) и (15). Для выбора типа материнского вейвлета  $\psi_{m,k}(t_i)$ , используемого при обработке генерировалась последовательность ФГШ длиной 10 000 отсчетов с показателем Херста  $H = 0,95$ , представленная на рисунке 2а.

На рисунке 2б показаны текущие оценки показателя Херста в скользящем окне с использованием алгоритма (14) и разных типов вейвлетов; на рисунке 2с показаны текущие оценки показателя Херста в скользящем окне – алгоритма обработки (15) и тех

же типов вейвлетов. Использовались вейвлеты Хаара, Добеши4, Симлет4, Коифлет4 и Мейера.

Сравнение рисунков 2б и 2с позволяет визуально иллюстрировать эффективность вторичной фильтрации оценок показателя Херста.

В таблице 2 представлены численные оценки среднего значения и дисперсии показателя Херста при использовании разных материнских вейвлетов.

ТАБЛИЦА 2. Средние значения и дисперсии оценок показателя Херста

TABLE 2. Mean Values and Variances of Estimates

| Тип вейвлета | До / после фильтрации |                 |
|--------------|-----------------------|-----------------|
|              | среднее значение      | дисперсия       |
| Хаар         | 0,9333 / 0,933        | 0,0022 / 0,0012 |
| Добеши4      | 0,9008 / 0,9009       | 0,0025 / 0,0017 |
| Симлет4      | 0,8912 / 0,8913       | 0,0023 / 0,0016 |
| Коифлет4     | 0,8291 / 0,8293       | 0,0024 / 0,0020 |
| Мейер        | 0,7430 / 0,7431       | 0,0047 / 0,0024 |

Из представленных численных значений видно, что более точно алгоритм оценивает показатель Херста при использовании вейвлетов Хаара, Добеши4, Симлет4. Наименьший разброс в оценке показателя Херста наблюдается для вейвлета Хаара, который и использовался в дальнейшем.

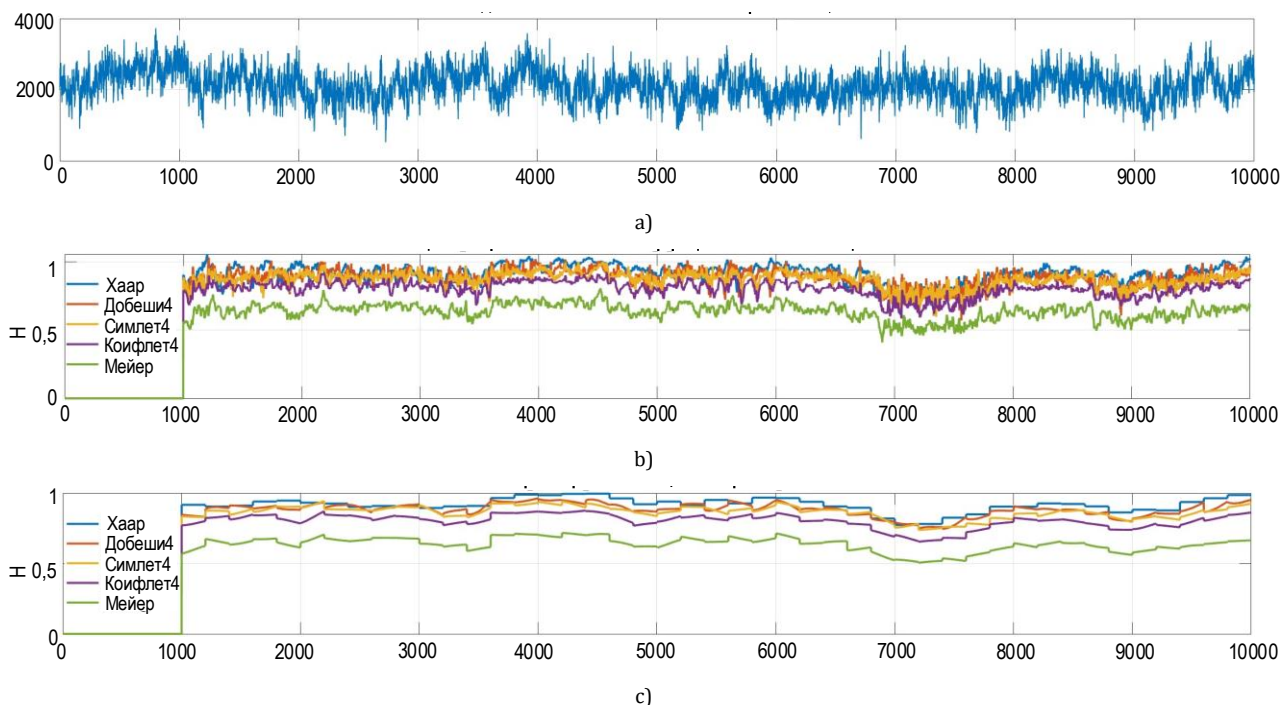


Рис. 2. Тестирование алгоритма при использовании разных типов вейвлетов: а) сгенерированная последовательность с  $H = 0,95$ ; б) оценка показателя Херста в скользящем окне с использованием разных типов вейвлетов; в) отфильтрованная оценка

Fig. 2. Testing the Algorithm Using Different Types of Wavelets: a) Generated Sequence with a Hurst Exponent of 0,95; b) Estimation of the Hurst Exponent in a Sliding Window Using Different Types of Wavelets; c) Filtered Estimate

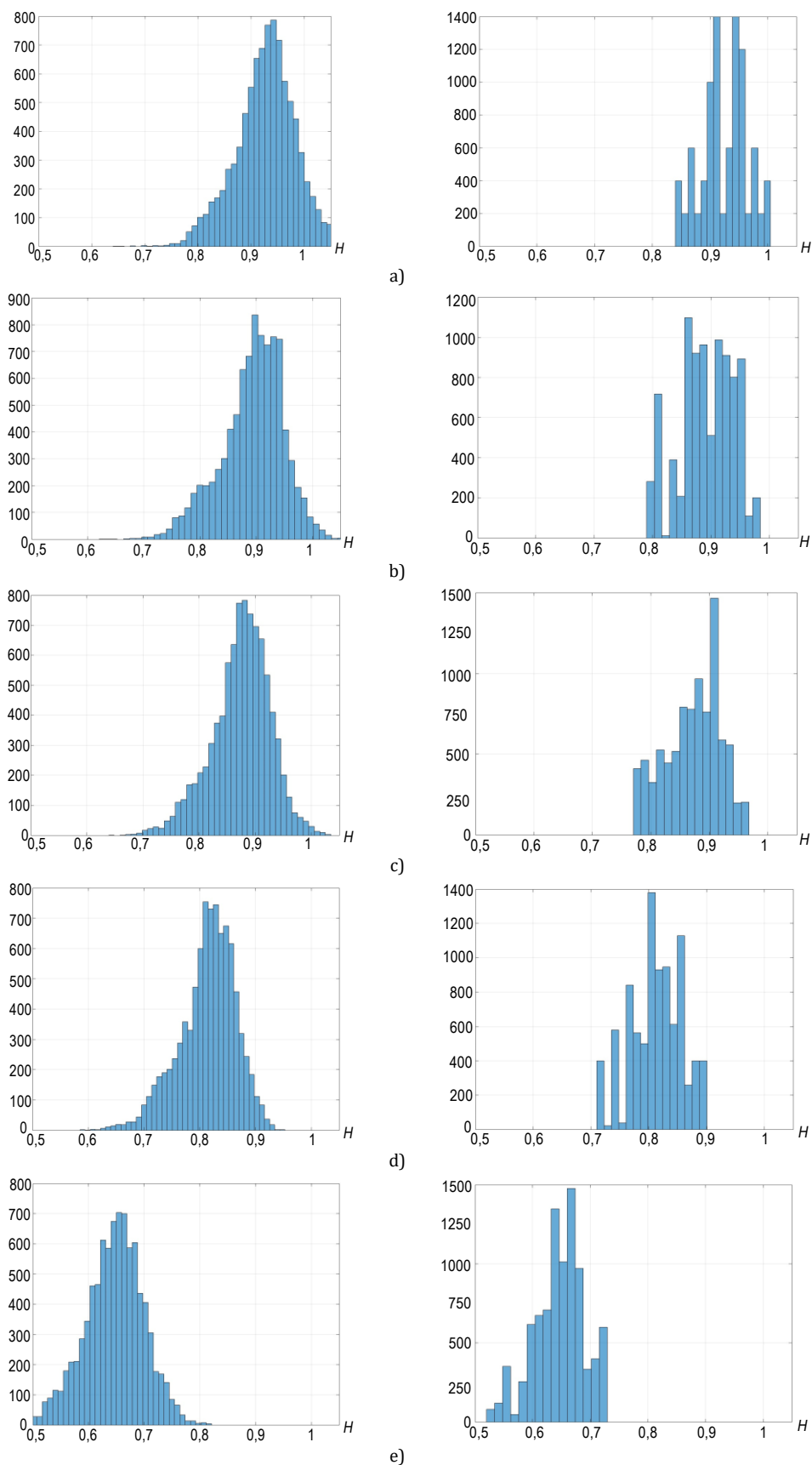


Рис. 3. Распределение оценки Херста: а) Хаар; б) Добеши4; в) Симлет4; д) Коифлет4; е) Мейер

Fig. 3. Distribution of the Hurst Estimate: a) Haar; b) Daubechies4; c) Symlet4; d) Coiflet4; e) Meyer

На рисунке 3 представлены гистограммы распределений оценки Херста для ФГШ с показателем Херста  $H = 0,95$  до (слева) и после (справа) фильтрации.

Сравнение представленных гистограмм иллюстрирует эффективность предложенной пороговой обработки для формирования оценок фрактальной размерности. Видно, что введение жесткого трешолдинга уменьшает динамический диапазон изменения текущих значений оценок показателя Херста и определяется введенным пороговым уровнем  $\tau$ .

### Экспериментальные результаты

Рассмотрим работу предложенного алгоритма (15) на реальных данных. В качестве исходных данных взята реализация сетевого трафика из дампа

DARPA99 [4]. Реализация, представленная на рисунке 4а, имеет длительность  $N = 10\,000$ , включает в себя как нормальный трафик, так и аномалию в виде атаки Neptune (SYN-flood). Размер окна анализа был выбран равным  $M = 1000$ , а количество уровней разложения  $J = 10$ . Использовался вейвлет Хаара.

На рисунках 4б и 4с представлены  $\hat{H}(t_m)$  и усредненные  $\bar{H}(t_m)$  оценки показателя Херста, по которым видно, что атака может быть обнаружена с помощью пороговой обработки текущих оценок фрактальной размерности трафика в скользящем окне в режиме реального времени. Как видно из рисунка 4с, предпочтение следует отдать использованию усредненных оценок.

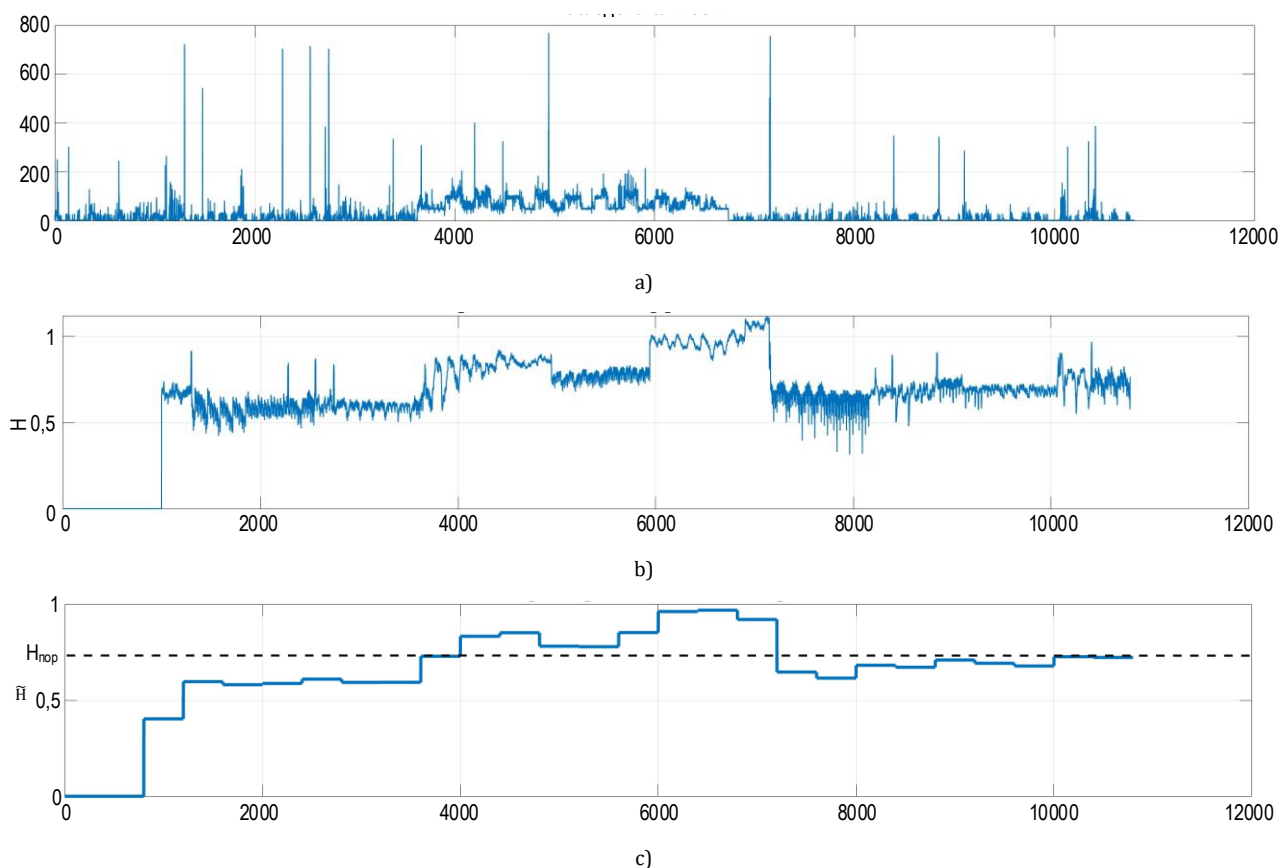


Рис. 4. Тестирование алгоритма на реальных данных: а) график реализации трафика с атакой Neptune; б) оценка Херста в скользящем окне; в) оценка показателя Херста после вторичной фильтрации

Fig. 4. Testing the Algorithm on Real Data: a) Neptune Attack Traffic Graph; b) Sliding Window Hurst Estimate; c) Filtered Estimate

На рисунке 5 представлены гистограммы распределения показателя Херста, иллюстрирующие возможность обнаружения атаки с помощью пороговой фиксации оценок фрактальной размерности. Выбор порога обнаружения  $H_{\text{порог}}$  определяется требуемой величиной вероятности ошибок первого рода Рлт.

На рисунке 6 представлены зависимости характеристик вероятности правильного обнаружения

Рп и ложного срабатывания Рлт в зависимости от порога обнаружения при разной длительности окна  $M$  до и после фильтрации. При расчетах принято  $L = 500$ .

Как видно из представленных зависимостей, достоверность правильного обнаружения атаки возрастает при увеличении длительности окна анализа. Одновременно наблюдается снижение вероятности ложной фиксации Рлт.



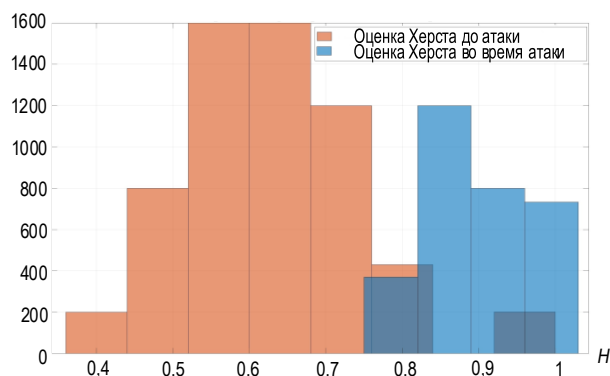


Рис. 5. Распределение фильтрованной оценки показателя Херста до и во время атаки

Fig. 5. Graph of the Distribution of the Hurst Exponent before the Attack (Pink) and on the Attack (Blue)

С длительностью окна анализа тесно связана величина количества уровней разложения  $J$ , используемых при вейвлет-анализе в формулах (14 и 15). Чем больше длительность окна анализа  $M$ , тем больше уровней разложения может быть получено и тем большее количество коэффициентов детализации может быть использовано при реализации алгоритмов (14 и 15).

Из рисунков 6а и 6б видно, что дополнительная фильтрация оценок показателя Херста позволяет повысить достоверность обнаружения  $P_d$  (ступенчатая линия) при малой длительности окна анализа, при этом снижается и величина ложных срабатываний  $P_{fa}$ . Увеличение длительности окна анализа при процедуре трешолдинга незначительно влияет на характеристики обнаружения.

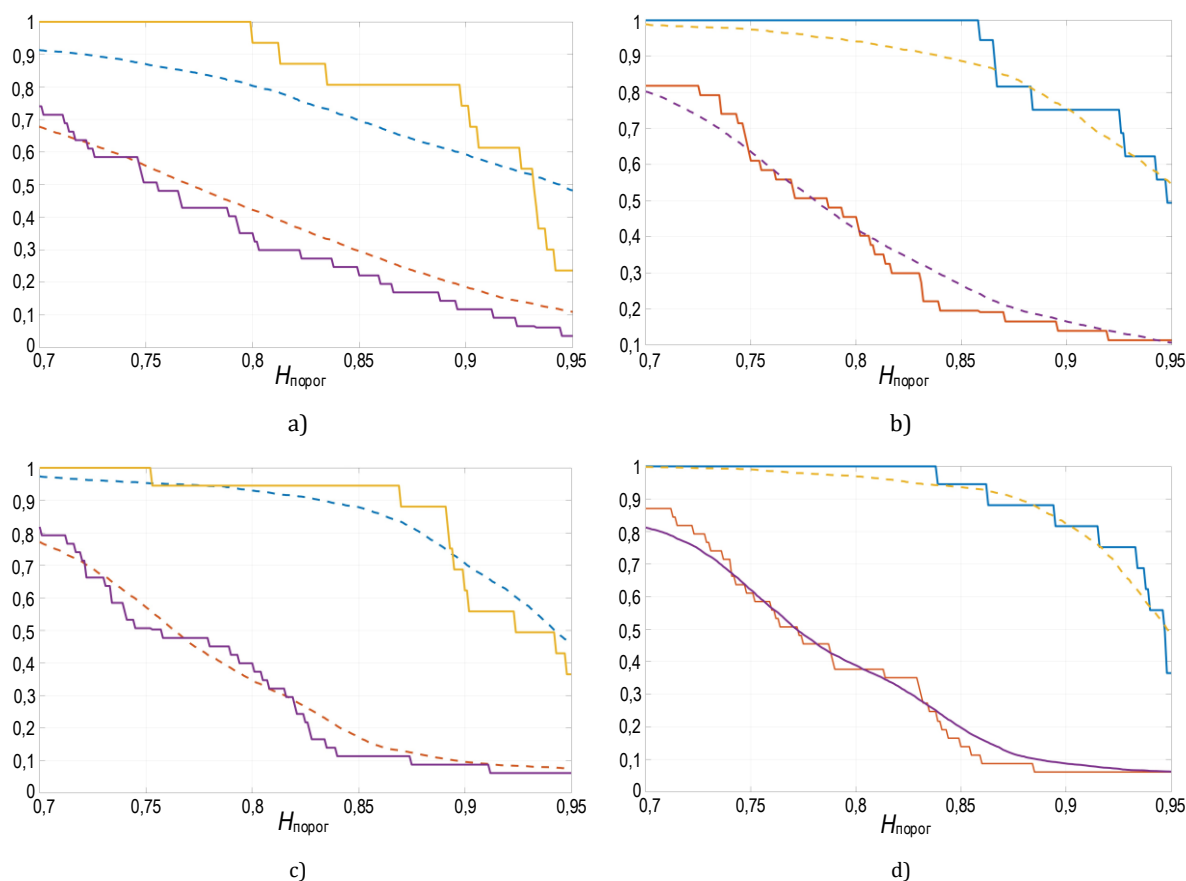


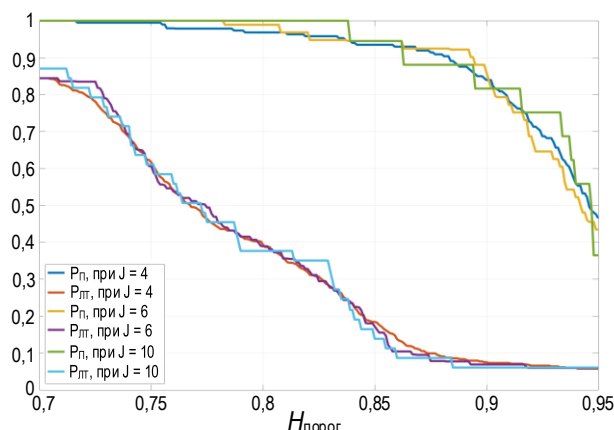
Рис. 6. Зависимости  $P_d$  и  $P_{fa}$  от порогового уровня при использовании разной длины окна анализа  $M$  до (пунктирная кривая) и после фильтрации (ступенчатая кривая) при а)  $M = 200$ ; б)  $M = 500$ ; в)  $M = 700$ ; д)  $M = 1000$

Fig. 6. Dependences of  $P_d$  and  $P_{fa}$  on the Threshold Level When Using Different Lengths of the Analysis Window  $M$  up to (Dashed Curve) and after Filtering (Stepped Curve) at а)  $M = 200$ ; б)  $M = 500$ ; в)  $M = 700$ ; д)  $M = 1000$

На рисунке 7 представлены зависимости характеристик вероятности правильного обнаружения  $P_d$  и ложного срабатывания  $P_{fa}$  от порога обнаружения при разном уровне разложения и вторичной пороговой обработке показателя Херста.

Как видно, при увеличении уровня разложения в режиме вторичной фильтрации удастся добиться

уменьшения числа ложных срабатываний. Из полученных зависимостей видно, что при уровне разложения  $J = 10$  достигается минимальная вероятность ложной тревоги, так, например, при выборе порогового уровня  $H_{пор} = 0,85$  величина вероятности правильного обнаружения составляет  $P_d = 0,95$ , а  $P_{fa} = 0,1$ .



**Рис. 7. Зависимости  $P_n$  и  $P_{лг}$  от порога обнаружения при использовании разного количества уровней разложения при пороговой обработке**

*Fig. 7. Graph of the Dependence of the Probability of Correct Detection and False Positive on the Detection Threshold when Using a Different Number of Decomposition Levels during Filtering*

## Выводы

Для решения задачи обнаружения аномалий в режиме реального времени предложено модифицировать алгоритм оценки скачка фрактальной размерности на основе упорядоченной совокупности коэффициентов вейвлет-декомпозиции анализируемого трафика с помощью дополнительной пороговой обработки коэффициентов детализации в виде жесткого трешолдинга и последующей вторичной фильтрации.

Показано, что для вейвлет-декомпозиции целесообразно использовать вейвлет Хаара, показавший наилучшие результаты. При вторичной фильтрации наименьший разброс в оценке показателя Херста наблюдается при применении вейвлета Хаара. Проведенные исследования показали, что применение дополнительной процедуры трешолдинга позволяет улучшить достоверность обнаружения до 10 %.

## Список источников

1. Ahmed M., Mahmood A.N., Hu J. A survey of network anomaly detection techniques // Journal of Network and Computer Applications. 2016. Vol. 60. PP. 19–31. DOI:10.1016/j.jnca.2015.11.016
2. Шелухин О.И., Осин А.В., Смольский С.М. Самоподобие и фракталы. Телекоммуникационные приложения. М.: Физматлит, 2008. 368 с.
3. Басараб М.А., Строганов И.С. Обнаружение аномалий в информационных процессах на основе мультифрактального анализа // Вопросы кибербезопасности. 2014. № 4(7). С. 30–40.
4. Sheluhin O.I., Lukin I.Yu. Network Traffic Anomalies Detection Using a Fixing Method of of Multifractal Dimension Jumps in a Real-Time Mode // Automatic Control and Computer Sciences. 2018. Vol. 52. Iss. 5. PP. 421–430. DOI:10.3103/S0146411618050115
5. Bhuyan M.H., Bhattacharyya D.K., Kalita J.K. Network Anomaly Detection: Methods, Systems and Tools // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2013. Vol. 60. Iss. 1. PP. 303–336. DOI:10.1109/SURV.2013.052213.00046
6. Chandola V., Banerjee A., Kumar V. Anomaly Detection for Discrete Sequences: A Survey // IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering. 2012. Vol. 24. Iss. 5. PP. 823–839. DOI:10.1109/TKDE.2010.235
7. Шелухин О.И., Рыбаков С.Ю., Магомедова Д.И. Скрытие информации в аудиосигналах с использованием детерминированного хаоса // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2021. Т. 13. № 1. С. 80–91. DOI:10.36724/2409-5419-2021-13-1-80-91
8. Sheluhin O.I., Sirukhi J.W., Pankrushin A.V. Wavelet type selection in the problem of anomaly intrusions detection in computer networks using multifractal analysis methods // T-Comm. 2015. Vol. 9. Iss. 4. PP. 88–92.
9. Mallat S. A Wavelet Tour of Signal Processing: The Sparse Way. Burlington: Academic Press, 2008. 832 p.
10. Kaur G., Saxena V., Prakash J. Study of Self-Similarity for Detection of Rate-Based Network Anomalies // International Journal of Security and Its Applications. 2017. Vol. 11. Iss. 8. PP. 27–44. DOI:10.14257/ijisa.2017.11.8.03
11. Riedi R.H., Crouse M.S., Ribeiro V.J., Baraniuk R.G. A Multifractal Wavelet Model with Application to Network Traffic // IEEE Transactions on Information Theory. 1999. Vol. 45. Iss. 3. PP. 992–1018. DOI:10.1109/18.761337
12. Басараб М.А., Шелухин О.И., Коновалов И.А. Оценка влияния трешолдинга на достоверность обнаружения аномальных вторжений в компьютерные сети статистическим методом // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Серия Приборостроение. 2018. № 5(122). С. 56–67. DOI:10.18698/0236-3933-2018-5-56-67
13. Zhang Y., Ding W., Pan Z., Qin J. Improved Wavelet Threshold for Image De-noising // Frontiers in Neuroscience. 2019. Vol. 13. P. 39. DOI:10.3389/fnins.2019.00039
14. Delignières D. Correlation Properties of (Discrete) Fractional Gaussian Noise and Fractional Brownian Motion // Mathematical Problems in Engineering. 2015. P. 485623. DOI:10.1155/2015/485623
15. Li M. Generalized fractional Gaussian noise and its application to traffic modeling // Physica A: Statistical Mechanics and Its Applications. 2021. Vol. 579. P. 126138. DOI:10.1016/j.physa.2021.126138
16. Li M., Sun X., Xiao X. Revisiting fractional Gaussian noise // Physica A: Statistical Mechanics and Its Applications. 2019. Vol. 514. PP. 56–62. DOI:10.1016/j.physa.2018.09.008
17. Brouste A., Soltane M., Votsi I. One-step estimation for the fractional Gaussian noise at high-frequency // ESAIM: Probability and Statistics. 2020. Vol. 24. PP. 827–841. DOI:10.1051/ps/2020022
18. Sørbye S.H., Rue H. Fractional Gaussian noise: Prior specification and model comparison // Environmetrics. 2017. Vol. 29. Iss. 5-6. P. e2457. DOI:10.1002/env.2457

## References

1. Ahmed M., Mahmood A.N., Hu J. A survey of network anomaly detection techniques. *Journal of Network and Computer Applications*. 2016;60:19–31. DOI:10.1016/j.jnca.2015.11.016
2. Sheluhin O.I., Osin A.V., Smolsky S.M. *Self-Similarity and Fractals. Telecommunication Applications*. Moscow: Fizmatlit Publ.; 2008. 368 p. (in Russ.)
3. Basarab M., Stroganov I. Anomaly Detection in Information Processes Based on Multifractal Analysis. *Voprosy kiberbezopasnosti*. 2014;4(7):30–40. (in Russ.)
4. Sheluhin O.I., Lukin I.Yu. Network Traffic Anomalies Detection Using a Fixing Method of of Multifractal Dimension Jumps in a Real-Time Mode. *Automatic Control and Computer Sciences*. 2018;52(5):421–430. DOI:10.3103/S0146411618050115
5. Bhuyan M.H., Bhattacharyya D.K., Kalita J.K. Network Anomaly Detection: Methods, Systems and Tools. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 2013;60(1):303–336. DOI:10.1109/SURV.2013.052213.00046
6. Chandola V., Banerjee A., Kumar V. Anomaly Detection for Discrete Sequences: A Survey. *IEEE Transactions on Knowledge and Data Engineering*. 2012;24(5):823–839. DOI:10.1109/TKDE.2010.235
7. Sheluhin O.I., Rybakov S.Y., Magomedova D.I. Audio Steganography Method Using Determined Chaos. *H&ES Research*. 2021;13(1):80–91. (in Russ.) DOI:10.36724/2409-5419-2021-13-1-80-91
8. Sheluhin O.I., Sirukhi J.W., Pankrushin A.V. Wavelet type selection in the problem of anomaly intrusions detection in computer networks using multifractal analysis methods. *T-Comm*. 2015;9(4):88–92.
9. Mallat S. *A Wavelet Tour of Signal Processing: The Sparse Way*. Burlington: Academic Press; 2008. 832 p.
10. Kaur G., Saxena V., Prakash J. Study of Self-Similarity for Detection of Rate-Based Network Anomalies. *International Journal of Security and Its Applications*. 2017;11(8):27–44. DOI:10.14257/ijisia.2017.11.8.03
11. Riedi R.H., Crouse M.S., Ribeiro V.J., Baraniuk R.G. A Multifractal Wavelet Model with Application to Network Traffic. *IEEE Transactions on Information Theory*. 1999;45(3):992–1018. DOI:10.1109/18.761337
12. Basarab M.A., Sheluhin O.I., Konovalov I.A. Assessment of the Thresholding Impact on Reliability of Anomaly Detection in Network Traffic Using Statistical Approach. *Herald of the Bauman Moscow State Technical University. Series Instrument Engineering*. 2018;5(122):56–67. DOI:10.18698/0236-3933-2018-5-56-67
13. Zhang Y., Ding W., Pan Z., Qin J. Improved Wavelet Threshold for Image De-noising. *Frontiers in Neuroscience*. 2019;13:39. DOI:10.3389/fnins.2019.00039
14. Delignières D. Correlation Properties of (Discrete) Fractional Gaussian Noise and Fractional Brownian Motion. *Mathematical Problems in Engineering*. 2015;485623. DOI:10.1155/2015/485623
15. Li M. Generalized fractional Gaussian noise and its application to traffic modeling. *Physica A: Statistical Mechanics and Its Applications*. 2021;579. 126138. DOI:10.1016/j.physa.2021.126138
16. Li M., Sun X., Xiao X. Revisiting fractional Gaussian noise. *Physica A: Statistical Mechanics and Its Applications*. 2019;514: 56–62. DOI:10.1016/j.physa.2018.09.008
17. Brouste A., Soltane M., Votsi I. One-step estimation for the fractional Gaussian noise at high-frequency. *ESAIM: Probability and Statistics*. 2020;24:827–841. DOI:10.1051/ps/2020022
18. Sørbye S.H., Rue H. Fractional Gaussian noise: Prior specification and model comparison. *Environmetrics*. 2017;29(5-6): e2457. DOI:10.1002/env.2457

Статья поступила в редакцию 27.06.2022; одобрена после рецензирования 27.07.2022; принята к публикации 28.07.2022.

The article was submitted 27.06.2022; approved after reviewing 27.07.2022; accepted for publication 28.07.2022.

## Информация об авторах:

**ШЕЛУХИН**  
**Олег Иванович**

доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Информационная безопасность» Московского технического университета связи и информатики

 <https://orcid.org/0000-0001-7564-6744>

**РЫБАКОВ**  
**Сергей Юрьевич**

главный специалист НОЦ «Информационная безопасность» Московского технического университета связи и информатики

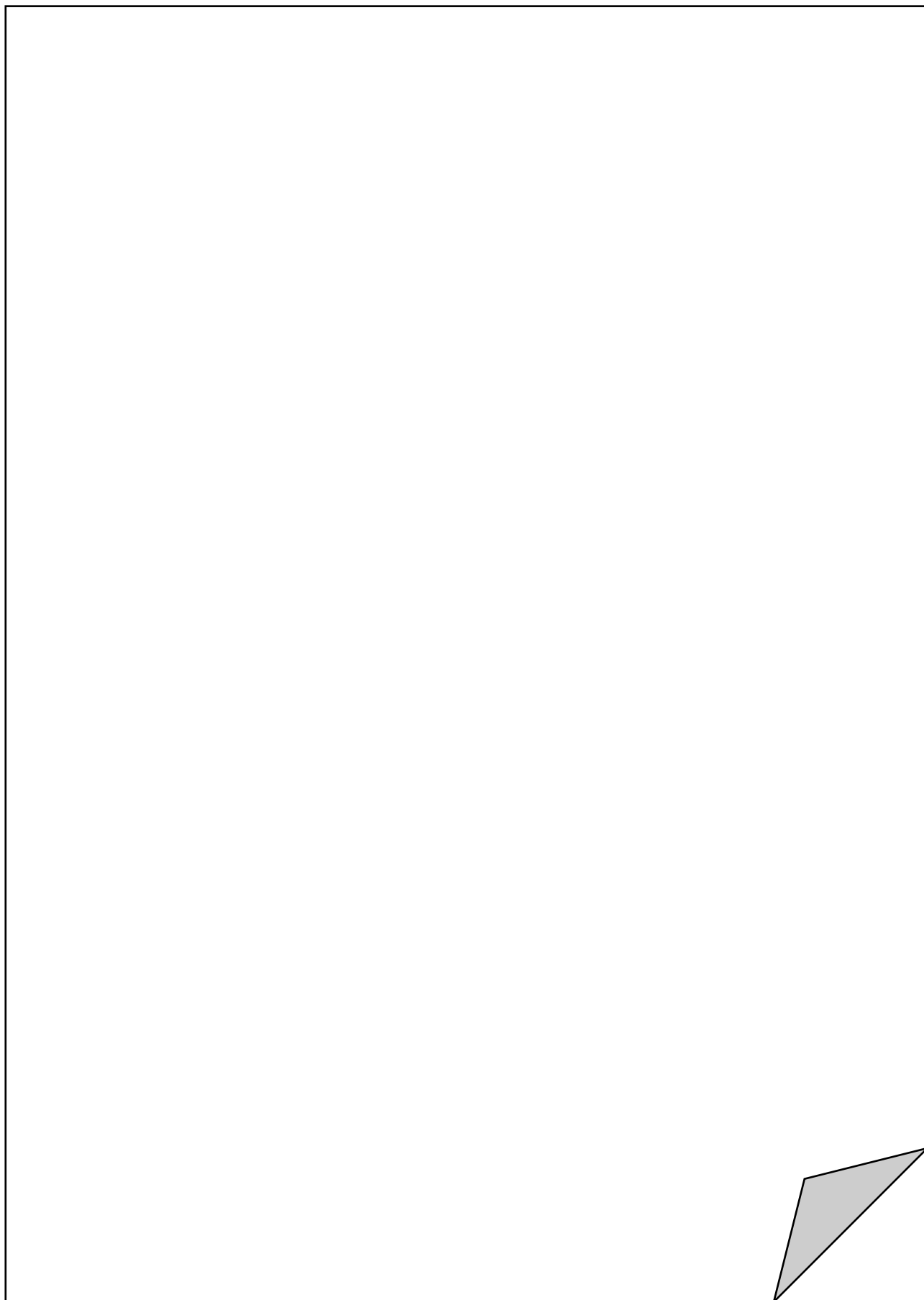
 <https://orcid.org/0000-0002-4593-9009>

**ВАНЮШИНА**  
**Анна Вячеславовна**

кандидат технических наук, доцент кафедры «Информационная безопасность» Московского технического университета связи и информатики

 <https://orcid.org/0000-0001-8729-6729>

**ДЛЯ ЗАМЕТОК**





|                        |
|------------------------|
| <b>Выходные данные</b> |
|------------------------|

Дизайн обложки – ООО «Комильфо»

План издания научной литературы 2022 г., п. 7

|                    |              |                      |           |        |                |
|--------------------|--------------|----------------------|-----------|--------|----------------|
| Дата выхода в свет | Усл.-печ. л. | Формат               | Тираж     | Заказ  | Свободная цена |
| 30.09.2022         | 13           | 60×84 <sub>1/8</sub> | 1000 экз. | № 1401 |                |

Ответственный редактор **Татарникова И.М.**  
Выпускающий редактор **Яшугин Д.Н.**

**Адрес СПбГУТ:**  
193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков, 22/1

Учредитель и издатель:

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования "Санкт-Петербургский государственный университет  
телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича"

E-mail: [tuzs@spbgut.ru](mailto:tuzs@spbgut.ru) Web: [tuzs.sut.ru](http://tuzs.sut.ru) VK: [vk.com/spbtuzs](https://vk.com/spbtuzs)



Подписной индекс в Объединенном каталоге "ПРЕССА РОССИИ" - 59983