



## Темы номера:

- ✓ Математическая модель системы MIMO-NOMA
- ✓ Малоэлементная решетка для бортовой антенной системы БПЛА
- ✓ Распределение мощности передачи в гетерогенных сетях интернета вещей

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 11. № 4

**Proceedings of Telecommunication Universities**

Vol. 11. Iss. 4

Санкт-Петербург

2025

**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):

- 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, статистика
- 2.3.6. Методы и системы защиты информации, информационная безопасность

Журнал позиционирует себя как научный, в связи с этим его целями являются ознакомление научной общественности (научного сообщества) с результатами оригинальных исследований, выполненных ведущими учеными и специалистами и их коллективами, а также апробация научных результатов, полученных при подготовке кандидатских и докторских диссертаций для повышения качества (уровня) проводимых исследований. Издание ставит перед собой задачу расширения инфокоммуникативного пространства взаимодействия российских и зарубежных ученых. Целевой аудиторией журнала являются ученые и специалисты-практики в области связи и телекоммуникаций и смежных направлениях науки и техники, а также профессорско-преподавательский состав и студенты, обучающиеся по программам аспирантуры, магистратуры, специалитета и бакалавриата профильных вузов и кафедр.

**Выпускается с 1960 года. Выходит 6 раз в год. Издается на русском и английском языках.**

**Редакционный совет**

<b>Киричек Р.В.</b> <i>Главный редактор</i>	д.т.н., проф., Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), г. Санкт-Петербург, Россия
<b>Владыко А.Г.</b> <i>Зам. Главного редактора</i>	к.т.н., доцент, Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), г. Санкт-Петербург, Россия
<b>Буйневич М.В.</b>	д.т.н., проф., Санкт-Петербургский университет государственной противопожарной службы МЧС России, г. Санкт-Петербург, Россия
<b>Зеневич А.О.</b>	д.т.н., проф., Белорусская государственная академия связи, г. Минск, Республика Беларусь
<b>Розанов Н.Н.</b>	д.ф.-м.н., проф., чл.-корр. РАН, АО «Государственный оптический институт им. С.И. Вавилова» (ГОИ), г. Санкт-Петербург, Россия
<b>Дукельский К.В.</b>	д.т.н., доцент, АО «Государственный оптический институт им. С.И. Вавилова» (ГОИ), г. Санкт-Петербург, Россия
<b>Кучерявый Е.</b>	PhD, Технологический университет Тампере, г. Тампере, Финляндия
<b>Каримов Б.Т.</b>	к.т.н., доцент, Институт электроники и телекоммуникаций, Кыргызский государственный технический университет И. Раззакова (КГТУ), г. Бишкек, Кыргызстан
<b>Тиамийу О.А.</b>	PhD, Университет Илорина, г. Илорин, Нигерия
<b>Козин И.Д.</b>	д.ф.-м.н., проф., Алматинский университет энергетики и связи, г. Алма-Аты, Казахстан
<b>Самуйлов К.Е.</b>	д.т.н., проф., Российский университет дружбы народов (РУДН), г. Москва, Россия
<b>Степанов С.Н.</b>	д.т.н., проф., Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), г. Москва, Россия
<b>Росляков А.В.</b>	д.т.н., проф., Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ), г. Самара, Россия
<b>Кучерявый А.Е.</b>	д.т.н., проф., Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), г. Санкт-Петербург, Россия
<b>Канаев А.К.</b>	д.т.н., проф., Петербургский университет путей сообщения имени Александра I (ПГУПС), г. Санкт-Петербург, Россия
<b>Новиков С.Н.</b>	д.т.н., проф., Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ), г. Новосибирск, Россия
<b>Дворников С.В.</b>	д.т.н., проф., Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного (ВАС), г. Санкт-Петербург, Россия
<b>Коржик В.И.</b>	д.т.н., проф., Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), г. Санкт-Петербург, Россия
<b>Ковалгин Ю.А.</b>	д.т.н., проф., Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), г. Санкт-Петербург, Россия

**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):

**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, statistics

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

The journal positions itself as a scientific one, in this regard, its goals are to familiarize the scientific community (scientific community) with the results of original research carried out by leading scientists and specialists and their teams, as well as approbation of scientific results obtained in the preparation of candidate and doctoral dissertations to improve the quality (level) of ongoing research. The publication sets itself the task of expanding the infocommunicative space of interaction between Russian and foreign scientists. The target audience of the journal are scientists and practitioners in the field of communications & telecommunications and related fields of science & technology, as well as faculty and students enrolled in postgraduate, master's, specialisation and bachelor's programs of profiled universities and departments.

**Since 1960. Published 6 times per year. Published in Russian and English.**

**Editorial Board**

<b>R.V. Kirichek</b> <i>Editor-in-chief</i>	DSc, prof., The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia
<b>A.G. Vladyko</b> <i>Deputy editor-in-chief</i>	PhD, associate prof., The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia
<b>M.V. Buinevich</b>	DSc, prof., Saint-Petersburg University of State Fire Service of EMERCOM of Russia, Saint-Petersburg, Russia
<b>A.O. Zenevich</b>	DSc, prof., Belarusian State Academy of Communications, Minsk, Republic of Belarus
<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>K.V. Dukel'skii</b>	DSc, associate prof., Open Joint Stock Company «S.I. Vavilov State Optical Institute» (SOI), Saint-Petersburg, Russia
<b>Y. Koucheryayv</b>	PhD, Tampere University of Technology, Tampere, Finland
<b>B.T. Karimov</b>	PhD, Institute of Electronics and Telecommunications, Kyrgyz State Technical University named after I. Razzakov, Bishkek, Kyrgyzstan
<b>O.A. Tihamiyu</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. Koucheryayv</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

## РЕГИСТРАЦИОННАЯ ИНФОРМАЦИЯ / REGISTRATION INFORMATION

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.)

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

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)

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



Товарный знак № 929373.

Правообладатель:

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

191186, Санкт-Петербург, наб. реки Мойки, 61, литера А

Trademark No. 929373.

Copyright holder:

Federal State Budget-Financed Educational Institution of Higher Education «The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications» (SPbSUT)

191186, St. Petersburg, emb. Moika River, 61, letter A

## КОНТАКТНАЯ ИНФОРМАЦИЯ / CONTACT INFORMATION

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

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

**Адрес редакции:** 193232, Санкт-Петербург,

пр. Большевиков, 22/1, к. 334/2

**Тел.:** +7 (812) 326-31-63, м. т. 2022

**E-mail:** [tuzs@sut.ru](mailto:tuzs@sut.ru)

**Web:** <http://tuzs.sut.ru>

**ВК:** <http://vk.com/spbtuzs>

Ответственный редактор **Татарникова И.М.**

Выпускающий редактор **Яшугин Д.Н.**

Дизайн: **Коровин В.М.**, изображение на обложке сгенерировано ИИ freepik <https://ru.freepik.com/ai>

**Publisher:** Federal State Budget-Financed Educational Institution of Higher Education «The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications» (SPbSUT)

**Publisher address:** 191186, Saint Petersburg, Moika river embankment, 61-A

**Post address:** 193232, Saint Petersburg, Prospekt Bolshevikov, 22/1

**Phone:** +7 (812) 326-31-63, local 2022

**E-mail:** [tuzs@sut.ru](mailto:tuzs@sut.ru)

**Web:** <http://tuzs.sut.ru>

Executive Editor **Tatarnikova I.M.**

Commissioning Editor **Yashugin D.N.**

Design: **Korovin V.M.**, cover image generated by AI freepik <https://ru.freepik.com/ai>

## ВЫХОДНЫЕ ДАННЫЕ / IMPRINT

Дата выхода в свет: 05.09.2025  
Тираж: 1000 экз. Цена свободная.

Отпечатано в типографии  
Федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича»

Release date: 05.09.2025  
Circulation: 1000 copies. Free price.

Printed in the printing office  
Federal State Budget-Financed Educational Institution of Higher Education «The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications»



СОДЕРЖАНИЕ

CONTENTS

КОМПЬЮТЕРНЫЕ НАУКИ И ИНФОРМАТИКА

<i>Никитин Ю.А.</i> Моделирование параллельного нониусного цифроаналогового преобразователя первого типа	<b>7</b>	<i>Nikitin Yu.A.</i> Simulation of the first type parallel vernier digital-to-analog converter
--	----------	--

ЭЛЕКТРОНИКА, ФОТОНИКА, ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И СВЯЗЬ

<i>Аль-Кереа З.А.Х., Мутханна А.С.А., Кучерявый А.Е.</i> Интеллектуальная бессерверная вычислительная система для услуг телеприсутствия	<b>18</b>	<i>Al-Kerea Z.A.H., Muthanna A.S.A., Koucheryavy A.E.</i> Intelligent Serverless Computing System for Telepresence Services
---	-----------	---

<i>Гришин И.В., Фокин Г.А., Калинкина А.А., Синильников А.М.</i> Математическая модель системы MIMO-NOMA	<b>28</b>	<i>Grishin I.V., Fokin G.A., Kalinkina A.A., Sinilnikov A.M.</i> Mathematical Model of the MIMO-NOMA System
---	-----------	--

<i>Лукьянов Н.О., Лянгузов Д.А., Чернышов А.Г.</i> Разработка секторной антенны для базовой станции сотовой связи с антенным элементом на диэлектрической подложке	<b>51</b>	<i>Lukyanov N.O., Lyanguzov D.A., Chernyshov A.G.</i> Development of a sector antenna for a cellular base station with an antenna element on a dielectric substrate
---	-----------	--

<i>Манелис В.Б., Сладких В.А., Козьмин В.А., Шатилов Д.В.</i> Адресное пеленгование источников сигналов транкинговых систем связи	<b>67</b>	<i>Manelis V.B., Sladkikh V.A., Kozmin V.A., Shatilov D.V.</i> Address direction finding of trunk communication systems signal sources
---	-----------	--

<i>Межевов П.А., Коровин К.О.</i> Анализ вариантов синтеза малоэлементной антенной решетки для использования в качестве бортовой антенной системы БПЛА	<b>78</b>	<i>Mezhevov P.A., Korovin K.O.</i> Analysis of Synthesizing Options for a Low-Element Antenna Array for Use as UAV Onboard Antenna System
---	-----------	--

<i>Русин С.В., Долгих В.А., Пашкевич В.Д., Волвенко С.В., Минко В.А., Дасаев Р.А.</i> Обеспечение устойчивости системы радиосвязи в условиях радиоподавления	<b>87</b>	<i>Rusin S.V., Dolgikh V.A., Pashkevich V.D., Volvenko S.V., Minko V.A., Dasaev R.A.</i> Ensuring the stability of a radio communication system in radio suppression conditions
--	-----------	---

<i>Хоанг Ф.Н., Парамонов А.И.</i> Метод распределения мощности передачи в гетерогенных сетях Интернета вещей	<b>97</b>	<i>Huang F.N., Paramonov A.I.</i> Transmission power distributing method for the Internet of Things heterogeneous networks
--	-----------	--

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

<i>Браницкий А.А., Браницкая Н.А.</i> Математическая модель сигнатурного анализа сетевых трафика и экспериментальная оценка эффективности ее функционирования	<b>107</b>	<i>Branitskiy A.A., Branitskaya N.A.</i> Signature analysis mathematical model of network traffic and experimental evaluation of its functioning efficiency
--	------------	--

<i>Вивчарь Р.М., Коваленко М.Е., Дмитриенко Д.С. Смирнов А.И., Черкасов С.А., Зайцев А.И., Киричек Р.В.</i> Методика обоснования робастных решений по управлению производством холдинга химической промышленности	<b>118</b>	<i>Vivchar R.M., Kovalenko M.E., Dmitrienko D.S. Smirnov A.I., Cherkasov S.A., Zaitsev A.I., Kirichек R.V.</i> Methodology for justifying robust solutions for managing the production of a chemical industry holding
--	------------	--

<i>Израилов К.Е., Буйневич М.В.</i> Реверс-инжиниринг программного обеспечения методом смарт-перебора: пошаговая схема	<b>129</b>	<i>Izrailov K.E., Buinevich M.V.</i> Reverse engineering of software using the smart brute force method: step-by-step scheme
--	------------	--

# КОМПЬЮТЕРНЫЕ НАУКИ И ИНФОРМАТИКА

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

Научная статья

УДК 004.387:621.3.087.93

<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-4-7-16>

EDN:HIIFIU



# Моделирование параллельного нониусного цифроаналогового преобразователя первого типа

Юрий Александрович Никитин, [nikitin.ua@sut.ru](mailto:nikitin.ua@sut.ru)

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация.

## Аннотация

Цифроаналоговые преобразователи широко и эффективно используются в радиоэлектронной аппаратуре различного назначения, когда необходимо преобразование цифрового кода управления в аналоговый параметр – ток или напряжение. Их используют, в том числе, и в цифроаналоговых синтезаторах частоты для получения требуемой формы огибающей синтезируемого сигнала. В настоящее время основными проблемами при построении прецизионных и (или) быстродействующих цифроаналоговых преобразователей являются технологические ограничения производства, а именно – конечная точность реализации аналоговых элементов. Поэтому **актуален** структурный метод преодоления технологических ограничений.

**Цель** настоящей работы заключается в проведении сравнительного анализа классических методов цифроаналогового преобразования на основе матрицы  $R-2R$  и в обосновании нового подхода к идеологии цифроаналогового преобразования и построению цифроаналоговых преобразователей повышенной точности и (или) быстродействия.

**Решение** проблемы заключается в увеличении числа опорных сигналов на входах парциальных цифроаналоговых преобразователей при безусловном обеспечении их жесткого дробно-кратного (нониусного) соотношения. При этом сопряжение нониусных шкал необходимо производить в одной точке и на постоянном токе. Точность сопряжения шкал должна соответствовать конечной точности цифроаналогового преобразования.

**Новизна** и оригинальность предлагаемого метода подтверждена теоретическими расчетами, структурным и схематехническим моделированием, натурным моделированием, а также патентами России и США.

**Возможность практической реализации** новой структуры цифроаналогового преобразователя подтверждена схематехническим моделированием с помощью пакета Microcap12 и натурным макетированием, которые подтвердили корректность предлагаемого метода.

Предлагаемое решение позволяет обойти технологические ограничения на потенциально достижимую точность преобразования при производстве микросхем ЦАП и обеспечивает качественно новые возможности техники цифроаналогового преобразования.

**Ключевые слова:** цифроаналоговый преобразователь, управляющий код, шаг квантования, арифметический сумматор, аналоговый сумматор, нониус, мерная шкала, матрица  $R-2R$ , переключатели тока или напряжения

**Ссылка для цитирования:** Никитин Ю.А. Моделирование параллельного нониусного цифроаналогового преобразователя первого типа // Труды учебных заведений связи. 2025. Т. 11. № 4. С. 7–16. DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-4-7-16. EDN:HIIFIU

Original research  
<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-4-7-16>  
EDN:HIIFIU

# Simulation of the First Type Parallel Vernier Digital-to-Analog Converter

✉ Yuri A. Nikitin, [nikitin.ua@sut.ru](mailto:nikitin.ua@sut.ru)

The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications,  
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

## Annotation

Digital-to-analog converters are widely and effectively used in radio-electronic equipment for various purposes, when it is necessary to convert a digital control code into an analog parameter - current or voltage. They are used, among other things, in digital-to-analog frequency synthesizers to obtain the required envelope shape of the synthesized signal. At present, the main problems in the construction of precision and (or) high-speed digital-to-analog converters are technological limitations of production, namely, the final accuracy of the implementation of analog elements. Therefore, a structural method for overcoming technological limitations is **relevant**.

**The purpose of this paper** is to conduct a comparative analysis of classical digital-to-analog conversion methods based on the R-2R matrix and to substantiate a new approach to the ideology of digital-to-analog conversion and the construction of digital-to-analog converters of increased accuracy and (or) speed.

**The solution to the problem** lies in increasing the number of reference signals at the inputs of partial digital-to-analog converters while unconditionally ensuring their strict fractional-multiple (vernier) ratio. In this case, the conjugation of the vernier scales must be performed at one point and on direct current. The accuracy of the conjugation of the scales must correspond to the final accuracy of the digital-to-analog conversion.

**The novelty** and originality of the proposed method are confirmed by theoretical calculations, structural and circuit modeling, full-scale modeling, as well as Russian and US patents.

**The possibility of practical implementation** of the new structure of the digital-to-analog converter is confirmed by circuit modeling using the Microcap12 package and full-scale prototyping, which confirmed the correctness of the proposed method.

The proposed solution allows to bypass technological limitations on the potentially achievable conversion accuracy in the production of DAC microcircuits and provides qualitatively new capabilities of digital-to-analog conversion technology.

**Keywords:** digital to analog converter, control code, quantization step, arithmetic adder, analog adder, vernier, measuring scale, R-2R matrix, current or voltage switches

**For citation:** Nikitin Yu.A. Simulation of the First Type Parallel Vernier Digital-to-Analog Converter. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2025;11(4):7–16. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-4-7-16. EDN:HIIFIU

## Введение

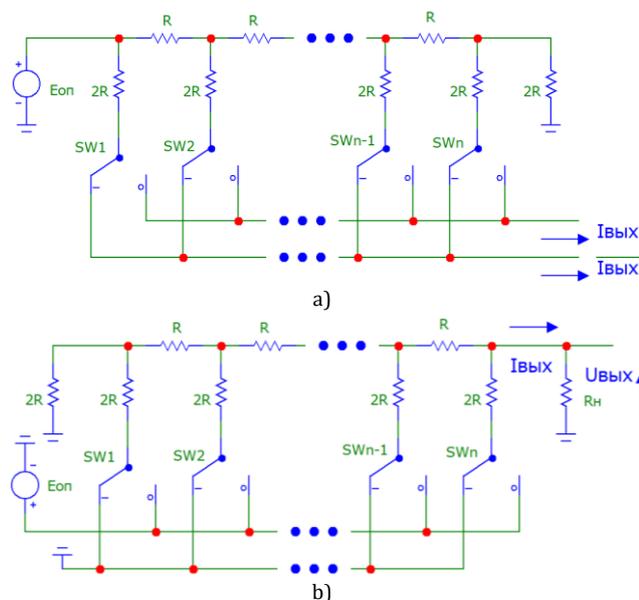
Методы цифроаналогового преобразования давно и успешно применяются в различных областях техники – прежде всего, в аудио- и видеотехнике, в измерительной технике, в системах автоматического регулирования и цифроаналогового синтеза частот. При преобразовании цифрового кода управления в аналоговый параметр – частоту, время (период), ток или напряжение используют различные принципы и структуры. Для получения частоты, пропорциональной коду управления,

применяют либо конечные автоматы (КА), чисто цифровые устройства, в виде накапливающих сумматоров (НС), либо разновидности систем автоматического регулирования – умножающие кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАП) [1]. Для получения периода, пропорционального коду управления, применяют счетчики импульсов (СИ) – в технике синтеза частот их называют делителями с переменным или дробно-переменным коэффициентом деления, соответственно, ДПКД или ДДПКД [1]. Для получения тока

или напряжения, пропорционального коду управления, используют параллельные (как самые быстродействующие) двоичные цифроаналоговые преобразователи (ЦАП) на основе коммутируемых матриц  $R-2R$ . Они характеризуются наилучшим соотношением точность / технологичность [2–9].

У таких ЦАП имеется один источник опорного сигнала, как правило, напряжения  $E$ , резисторная матрица  $R-2R$  и ключи тока или напряжения, с помощью которых поразрядно формируют аналоговые сигналы, пропорциональные соответствующим цифровым разрядам входного двоичного управляющего кода  $X$ . Затем эти сигналы суммируют и образуют дискретные значения выходной аналоговой величины  $U$  – напряжения или тока  $I$ .

Типичные структуры параллельного ЦАП вида  $R-2R$  с прямым и инверсным включением матриц  $R-2R$  приведены на рисунке 1 [5, 6, 10]. При прямом включении матрицы  $R-2R$  происходит поразрядное двоичное деление опорного напряжения  $E$  в соответствии с цифровым кодом управления  $X$ .



**Рис. 1. Типовая структура параллельного ЦАП  $R-2R$ : а) с прямым включением матрицы; б) с инверсным включением матрицы**

*Fig. 1. Typical Structure of a Parallel  $R-2R$  DAC: a) with Direct Matrix Connection; b) with Inverse Matrix Connection*

Ключи  $SW$  переключают токи матрицы, уменьшающиеся по двоичному закону. Более того – все транзисторы ключей  $SW$  на рисунке 1а должны иметь разную площадь  $p-n$  переходов для того, чтобы плотность коммутируемого тока у каждого ключа была постоянной. Тогда одинаковым будет и падение напряжения на  $p-n$  переходах всех ключей. Ток через ключ старшего значащего разряда у 8-битового ЦАП при  $E_{оп} = 10$  В,  $R = 1$  кОм равен 2500 мкА, а через ключ младшего значащего разряда – 39,0625 мкА.

Кроме того, коллекторные напряжения ключей матрицы изменяются в широких пределах, в данном примере от 5000 мВ в старшем разряде до 78,125 мВ в младшем разряде. Также необходимо учитывать напряжения насыщения транзисторов ключей при выборе номинальных значений резисторов матрицы  $R-2R$ . И при увеличении числа разрядов матрицы  $R-2R$  проблемы сохранения точности преобразования будут множиться и ухудшаться.

Величина шага квантования (единичной ступеньки) на выходе такого ЦАП равна:

$$s = E / (a^\Psi - 1),$$

где  $\Psi$  – число двоичных разрядов в управляющем слове  $X$ .

В этом случае  $U = E \times X$ , и имеет место «классическое» преобразование  $X \rightarrow U$ , при этом точность преобразования является линейной функцией точности электронных компонентов ЦАП – резистивных матриц, ключей тока или напряжения и т. д., таким образом определяется возможностями технологии изготовления микросхемы ЦАП и разбросом значений его внутренних элементов<sup>1,2,3,4</sup>.

Точность преобразования (разрядность) ЦАП в течение последних 30 лет практически не изменилась и не превышает 12...16 бит. Данные производителей микросхем о достигнутой большей точности нивелируются приведенными ими же цифрами (интегральной) нелинейности преобразования кода управления в 2...5 и более единиц младшего значащего разряда ЦАП.

Для увеличения точности цифроаналогового преобразования усложняют внутреннюю структуру ЦАП, вводят элементы подстройки, увеличивают точность и стабильность параметров используемых элементов – но только в пределах возможностей технологии конкретного производства [10]. В настоящее время указанные причины ограничивают максимально достижимую точность параллельного ЦАП 18...20 двоичными разрядами (битами) кода управления  $X$ .

Наиболее точные и быстродействующие параллельные ЦАП реализуют заявленные параметры с помощью комбинации матрицы  $R-2R$  разрядности 12...14 бит (старшие разряды шкалы) с добавлением набора коммутируемых генераторов «единичных» токов, число которых может изменяться от 15 до 63. Такое решение дает дополнительно 4...6 двоичных разрядов к полной точности преобразования (рисунок 2) [11], но при этом существенно увеличивает площадь кристалла ЦАП.

<sup>1</sup> [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad5541.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad5541.pdf)  
<sup>2</sup> [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad8675.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad8675.pdf)  
<sup>3</sup> [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/2756fa.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/2756fa.pdf)  
<sup>4</sup> [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad5790.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad5790.pdf)

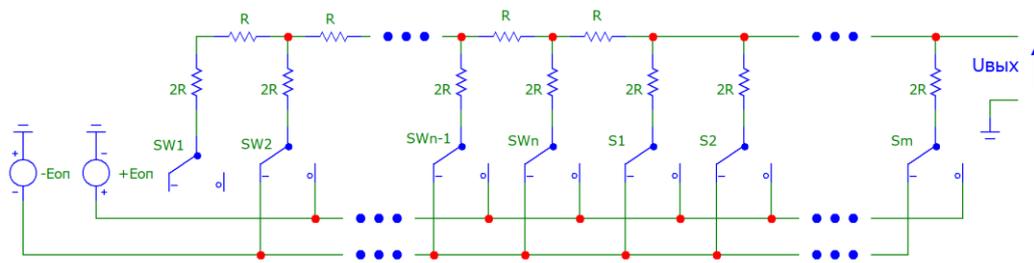


Рис. 2. Комбинированная структура матриц формирования весовых токов в ЦАП AD5790:  $n = 14, m = 63$

Fig. 2. Combined Structure of the Matrix for Generating Weight Currents in the AD5790 DAC:  $n = 14, m = 63$

Более того, в рассмотренном способе цифроаналогового преобразования (см. рисунок 2) необходимо обеспечить высокую точность и 14-битовой матрицы  $R-2R$ , и 63 резисторов  $2R$  матрицы токов шести младших двоичных разрядов, и минимальный разброс сопротивлений переключателей  $E0...E62$ . К этим аналоговым узлам структуры предъявляются жесткие требования по точности, широкополосности и температурной стабильности во всем диапазоне эксплуатационных воздействий.

В дополнение к структуре младших разрядов  $E0...E62$  такого комбинированного ЦАП необходим дешифратор двоичного 6-битового кода управления в линейную комбинацию выходных токов, что усложняет схему и потенциально снижает ее быстродействие. Реализация данной структуры в гибридном или твердотельном исполнении является трудной и нетривиальной задачей, качественное решение которой по плечу лишь немногим мировым радиоэлектронным компаниям. Поэтому актуальна задача поиска и рассмотрения новых структур ЦАП, которые позволяют ослабить или исключить влияние конечной точности используемой элементной базы на итоговую точность цифроаналогового преобразования при отказе от предъявления повышенных требований к технологии производства. Цель настоящей работы заключается в рассмотрении теоретических и практических аспектов одного из альтернативных способов цифроаналогового преобразования, который не предъявляет новых (и жестких) требований к технологии серийного производства ЦАП. Методы исследования заключаются как в теоретическом обосновании возможности такого цифроаналогового преобразования, его использовании, в том числе, в технике цифроаналогового синтеза частот, так и моделировании нониусной структуры ЦАП с помощью пакета схемотехнического моделирования Microcap 12 и в натурном моделировании реального макета устройства нониусного цифроаналогового преобразования.

Научная новизна заключается в нетривиальном подходе к структурному синтезу цифроаналогового преобразования и определению требований к

элементам структуры. Теоретическая значимость заключается в том, что с помощью полученных выражений удобно производить анализ и инженерный расчет подобных структур.

### Нониусный ЦАП

Возможны разные способы решения данных проблем [10–13]. В основу одного из них положен принцип нониусного преобразования [14]: использование двух опорных сигналов  $E1$  и  $E2$ , находящихся в дробно-кратном соотношении с коэффициентом пропорциональности  $k$ , где  $k$  – рациональное число, и осуществляющих согласованные пары преобразований  $X \rightarrow U_1, U_2$ ;  $U_1, U_2 \rightarrow U_{\text{вых}}$ , где  $U_1, U_2$  – промежуточные значения цифроаналогового преобразования,  $U_{\text{вых}}$  – выходной аналоговый сигнал, например, напряжение.

При этом управляющее слово  $X$  (рисунок 3) можно представить в виде:

$$0 \leq X = \sum_{k=0}^{\Psi-1} q_k a^k, \quad (1)$$

где  $\Psi = \alpha + \beta$  – число разрядов управляющего слова  $X$ ;  $q$  – значащее число в  $k$ -м разряде.

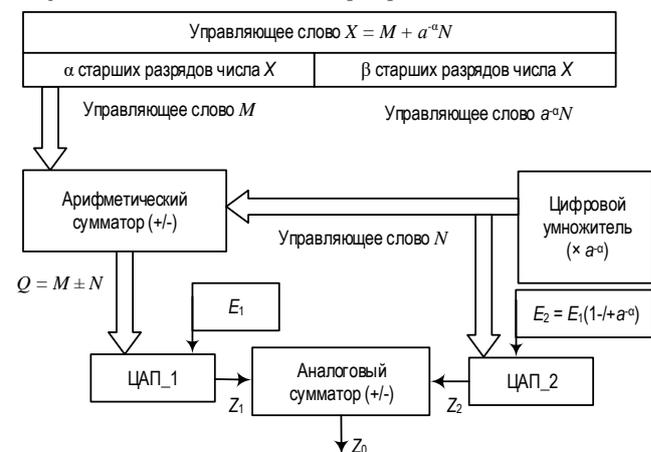


Рис. 3. Структура нониусного ЦАП первого типа

Fig. 3. The Structure of the First Type of Vernier DAC

Теорема: получение требуемой точности  $Z_0$  ЦАП первого типа обеспечивается определенным

сочетанием знаков в алгоритме выполнения операций – при арифметическом суммировании должно иметь место аналоговое вычитание, а коэффициент пропорциональности  $k < 1$ ; при арифметическом вычитании аналоговые сигналы должны складываться, а коэффициент пропорциональности  $k > 1$ ; указанные действия должны приводить к единообразному результату вида:

$$Z_0 = E_1 \left( \sum_{m=1}^{\alpha} q_m a^{-m} + a^{-\alpha} \sum_{n=1}^{\beta} q_n a^{-n} \right). \quad (2)$$

Иными словами, имеется пара опорных сигналов  $E_1$  и  $E_2$ , жестко связанных зависимостью:

$$E_2 = E_1 k = E_1 (1 \pm a^{-\alpha}), \quad (3)$$

$$k = (1 \pm a^{-\alpha}).$$

Тогда с учетом формулы (1) можно записать:

$$Z_1 = E_1 Q = E_1 \left( \sum_{m=1}^{\alpha} q_m a^{-m} \pm \sum_{n=1}^{\beta} q_n a^{-n} \right), \quad (4)$$

$$Z_2 = E_2 N = E_2 \sum_{n=1}^{\beta} q_n a^{-n}. \quad (5)$$

При выполнении указанного алгоритма преобразования в обоих случаях применения выражений (3), (4) и (5) точность нониусного преобразования будет определяться формулой (2). Теорема доказана.

Итоговая точность преобразования в предлагаемом способе равна  $(\Psi - 2)$  бит или  $2^{-(\Psi-2)}$  единиц полной шкалы при числе разрядов парциальных одинаковых ЦАП  $\Psi/2$  бит, т. е. при  $\alpha = \beta$ .

Каждый ЦАП, входящий в структурную схему (рисунок 3 [14, 15]), реализует свою заявленную точность (разрядность). ЦАП1 преобразует цифровое управляющее слово  $Q = M + N$  (сумму управляющих слов) в аналоговый сигнал  $Z_1$  с коэффициентом пропорциональности  $E_1 = 1$ . ЦАП2 преобразует цифровое управляющее слово  $N$  (младшие разряды) в аналоговый сигнал  $Z_2$  с коэффициентом пропорциональности  $E_1 = 1 \times (1 \pm a^{-\alpha})$ , где  $a$  – основание используемой системы счисления,  $\alpha$  – число разрядов парциальных ЦАП (общее число разрядов  $\Psi = 2\alpha$ ).

Например, для наглядности изложения примем, что используется трехдекадное цифроаналоговое преобразование (система счисления десятичная,  $a = 10, \alpha = 3$ ). Арифметический сумматор выполняет операцию вычитания, поэтому коэффициент пропорциональности равен  $E_2 = 1,001$  в соответствии с (3). Пусть цифровое управляющее слово  $X = 456789$ , при этом слово  $M = 456$ , а слово  $N = 789$ . Тогда аналоговый сигнал  $Z_1 = (M - N) \times 1 = -333$ ;

аналоговый сигнал  $Z_2 = N \times 1,001 = 789,789$ . Выходной сигнал ЦАП  $Z_0 = Z_1 + Z_2 = 456,789$ , т. е. соответствует требуемому.

Можно поступить иначе. При тех же исходных данных арифметический сумматор выполняет операцию сложения, коэффициент пропорциональности, а  $E_2 = 0,999$  в соответствии с (3). Тогда аналоговый сигнал  $Z_1 = (M + N) \times 1 = 1245$ ; аналоговый сигнал  $Z_2$  равен  $N \times 0,999 = 788,211$ . Выходной сигнал ЦАП аналогичен предыдущему  $Z_0 = Z_1 - Z_2 = 456,789$ .

В некоторых случаях (и в данном примере) происходит переполнение разрядной сетки ЦАП1, поэтому число его разрядов должно быть больше числа разрядов ЦАП2 на единицу. Такое решение предпочтительно при проектировании микросхемы или микросборки нониусного ЦАП «с нуля». Если же в качестве парциальных ЦАП используются готовые микросхемы, приходится жертвовать одним разрядом в каждом ЦАП и потенциальный выигрыш в точности цифроаналогового преобразования уменьшается на два разряда.

Заметим, что точность соотношения опорных сигналов в (3) определяется числом  $\alpha$ , но должна соответствовать итоговой точности преобразования  $\Psi$ , причем в одной точке, что является дополнительным положительным качеством рассматриваемого метода цифроаналогового преобразования. Такой ЦАП полезно использовать в системах многоуровневого пассивного цифрового синтеза частот. Его применение позволяет существенно уменьшить уровень дискретных побочных спектральных составляющих, т. е. повысить качество выходного колебания. На рисунке 4 приведена структурная схема многоуровневого пассивного цифрового синтезатора частоты с квазигармонической или треугольной огибающими выходного сигнала, в структуру которого встроены нониусный ЦАП [15].

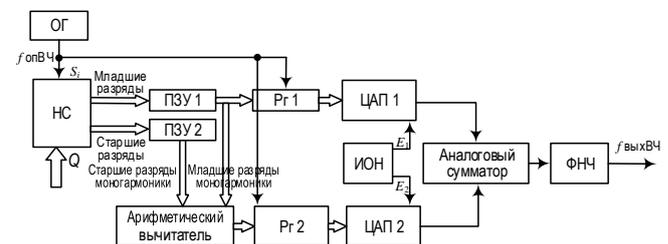


Рис. 4. Структурная схема многоуровневого пассивного цифрового синтезатора частот

Fig. 4. Structural Diagram of a Multi-Level Passive Digital Frequency Synthesizer

Указанный синтезатор частот состоит из опорного генератора, НС, блока общей постоянной памяти (ПЗУ – ПЗУ1 старших разрядов и ПЗУ2 младших разрядов), арифметического сумматора, работающего на вычитание, двух параллельных реги-

стров – младших разрядов  $P_{г1}$  и суммы  $P_{г2}$ , двух обычных ЦАП 1 и 2, источника нониусных опорных напряжений, аналогового сумматора токов (напряжений) и выходного фильтра нижних частот.

### Многоуровневый синтез частоты

Напряжение на первом и втором выходах ( $E_1$  и  $E_2$ ) источника нониусных опорных напряжений должны быть связаны жесткой зависимостью, аналогичной (2):

$$E_1 = E_2 \frac{2^n}{2^n - 1} = E_2(1 \pm a^{-\alpha}),$$

где  $n$  – число разрядов двоичных ЦАП.

Синтезатор частоты с нониусным ЦАП работает следующим образом. Последовательность импульсов с частотой  $f_{опвч}$  поступает с выхода опорного генератора на тактовый вход НС, имеющего емкость  $M = 2^m$ ,  $m > n$ . Каждый тактовый импульс уменьшает выходной код НС на величину  $Q = f_{выхнч}/Fs$ , где  $Fs$  – шаг сетки синтезируемых частот. При этом емкость НС равна  $P = f_{опвч}/Fs$  единиц,  $P > Q$ .

Таким образом, на вход блока памяти поступает непрерывно меняющийся текущий код:

$$S_i = S_0 + iQ - \left\lfloor \frac{S_0 + iQ}{M} \right\rfloor M,$$

где  $S_0$  – начальное состояние НС;  $[*]$  – оператор выделения целой части числа, меньшей или равной ему.

В блоке ПЗУ содержатся старшие и младшие коды  $A_i$  мгновенных значений амплитуд гармонического или иного многоуровневого колебания, соответствующих мгновенных фаз:

$$\varphi_i = \frac{2\pi}{M} i \quad (i = 0, 1, 2 \dots M - 1).$$

Разрядность каждого управляющего слова на входах двоичных ЦАП равна  $n - 1$ . Параллельные регистры 1 и 2,  $n$ -разрядные ЦАП 1 и 2, источник опорных напряжений, арифметический вычитатель кодов и аналоговый сумматор токов (напряжений) выполняют роль быстродействующего многоуровневого ЦАП, преобразующего коды:

$$A_i = 2^n A_{i\_ст} - A_{i\_мл}$$

с выхода блока памяти в квазигармонический сигнал с требуемой формой огибающей, чаще всего, в квазимоногармонический, следующим образом. На два одинаковых  $n$ -разрядных двоичных ЦАП от источника опорных напряжений подаются опорные сигналы (токи или напряжения), связанные зависимостью (1).

На ЦАП 1 подаются младшие  $n - 1$  разряды кода управления  $A_{i\_мл}$ , а на ЦАП 2 – код разности между старшими и младшими разрядами  $A_{i\_ст} - A_{i\_мл}$ .

В результате на выходе арифметического вычитателя формируется  $n$ -разрядный код (его старший разряд – выход переноса вычитателя), поступающий на информационные входы параллельного регистра 2:

$$A_{i\_ст} + \overline{A_{i\_мл}} + 1 - 2^{n-1} + (A_{i\_ст} - A_{i\_мл}).$$

Одновременно на информационные входы параллельного регистра 1 поступает  $(n - 1)$  разрядный код  $A_{i\_мл}$ . Эти коды изменяются каждый такт опорной частоты и по каждому импульсу опорного генератора переписываются на входы регистров 1 и 2. Таким образом, на входы управления  $n$ -разрядного ЦАП 1 поступает код  $B_{1i}$ , составленный из  $(n - 1)$  разрядного кода  $A_{i\_мл}$  и логического «0» в старшем  $n$ -м разряде.

На выходе ЦАП 2 из опорного напряжения  $E_2$  образуется напряжение или ток, пропорциональные коду  $B_{2i}$ :

$$U_{2,i} = 2^{-n} E_2 B_{2i} = \frac{E_2}{2} \frac{A_{i\_мл}}{2^{n-1}-1}.$$

На входы управления  $n$ -разрядного ЦАП 2 поступает код:

$$B_{2i} = 2^{n-1} + (A_{i\_ст} - A_{i\_мл}).$$

На выходе ЦАП 1 из опорного напряжения  $E_1$  формируется напряжение или ток, пропорциональные коду управления  $B_{1i}$ :

$$U_{1,i} = 2^{-n} E_1 B_{1i} = \frac{E_1}{2} (1 - 2^{-(n-1)} A_{i\_ст} - 2^{-(n-1)} A_{i\_мл}).$$

Выходные напряжения  $U_{1,i}$  и  $U_{2,i}$  складываются в аналоговом сумматоре, на выходе которого формируется напряжение или ток:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= U_{2,i} + U_{1,i} = \frac{E}{2} \left( 1 + \frac{A_{i\_ст}}{2^{n-1}} + \frac{A_{i\_мл}}{2^{n-1}} - \frac{A_{i\_мл}}{2^{n-1}} \right) = \\ &= \frac{E}{2} + \frac{E}{2^{2n-1}} (2^{n-1} A_{i\_ст} + A_{i\_мл} + \Delta) = \\ &= \frac{E}{2} + \frac{E}{2^{2n-1}} (A_i + \Delta), \end{aligned}$$

где

$$\Delta = A_{i\_мл} \frac{2^{n-1}}{2^{n-1}-1} - A_{i\_мл} = \frac{A_{i\_мл}}{2^{n-1}-1}.$$

Поскольку  $A_{i\_мл} \leq 2^{n-1}$ , то  $\Delta \leq 1$ . Таким образом, каждому коду мгновенной фазы  $S_i = \varphi_i$ , сформированному на выходе НС из блока ПЗУ, извлекается  $2(n - 1)$ -разрядный код  $A_i$  мгновенного значения амплитуды гармонического сигнала, который преобразуется в аналоговый сигнал – ток или напряжение, а на выходе аналогового сумматора с ошибкой, не превосходящей единицы младшего разряда полного кода управления  $S_i$ . Фильтр нижних частот служит для фильтрации высокочастотных помех сформированного квазигармонического колебания требуемой частоты с номером  $Q$ .

Спектральную чистоту такого колебания принято характеризовать шумом квантования мгновенных значений, уровень которых (по верхней оценке) определяется формулой:

$$D_{ш} = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{6} A_{i_{\max}}}$$

где  $A_{i_{\max}}$  – число квантований амплитуды синтезируемого колебания.

При такой реализации нониусного ЦАП и использовании двух одинаковых  $n$ -разрядных парциальных ЦАП достигается величина  $A_{i_{\max}} = 2^{n-2}$ , т.е. спектральная чистота выходного колебания улучшена на  $20 \lg 2^{n-2}$  дБ. Например, при использовании 8-разрядного ЦАП 1118ПА1 уровень дробнократных побочных спектральных составляющих будет не больше, чем  $-84 \text{ дБ} + 7,8 \text{ дБ} = -76,2 \text{ дБ}$  относительно амплитуды синтезируемого колебания. При использовании «классического» преобразования с помощью 8-разрядного ЦАП уровень некрратных побочных спектральных составляющих

будет не больше, чем  $-48 \text{ дБ} + 7,8 \text{ дБ} = -40,2 \text{ дБ}$  относительно амплитуды синтезируемого колебания. При увеличении разрядности исходных ЦАП выигрыш увеличивается в геометрической прогрессии.

### Моделирование

Для проверки высказанных утверждений и проведенных расчетов с помощью пакета моделирования Microcap12 была промоделирована структура нониусного ЦАП, построенного на принципах, изложенных в [10, 11]. На рисунке 5а приведена упрощенная 6-битовая модель такого ЦАП с трактом цифрового вычитания и аналогового сложения, а на рисунке 5б – временные диаграммы его работы при запуске от счетчика импульсов. Для наглядности изложения ЦАП запускается счетчиком импульсов, на выходах которого генерируется линейно возрастающий код входного управляющего слова.

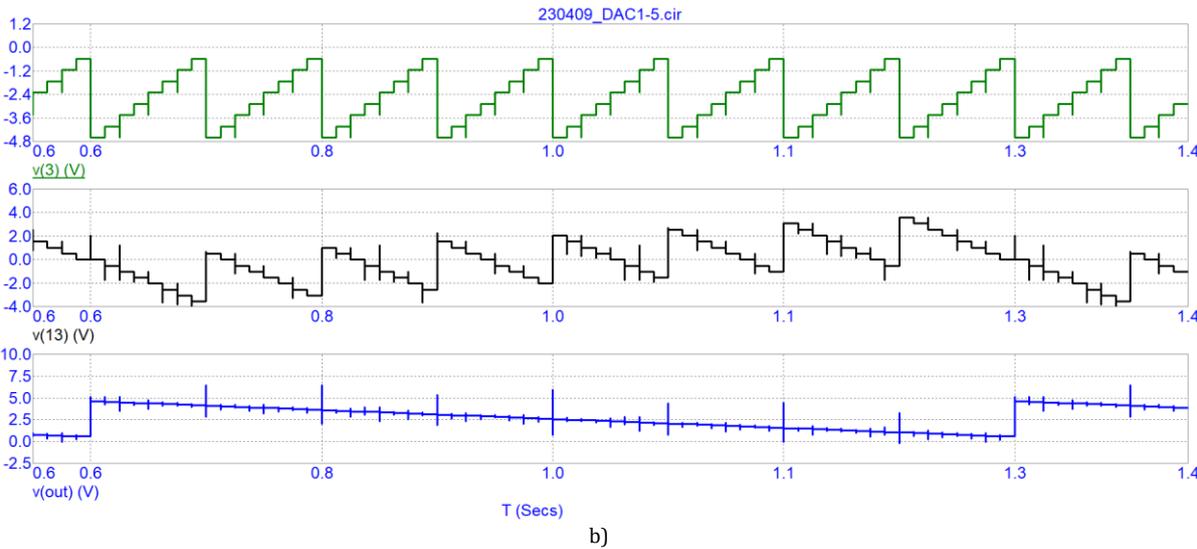
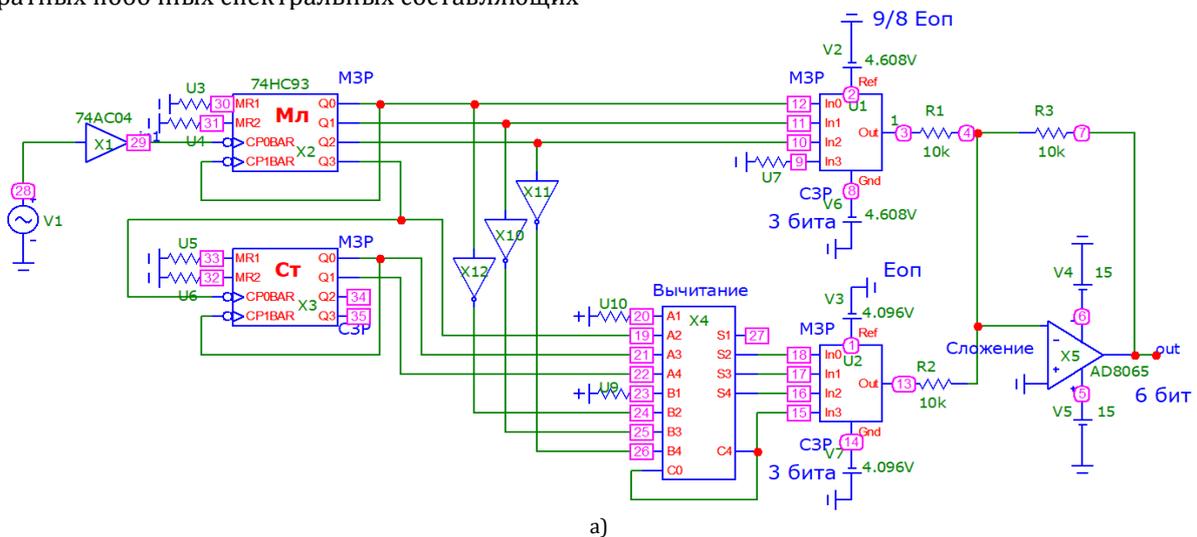


Рис. 5. Модель нониусного ЦАП первого типа с трактом цифрового вычитания кодов (а) и временные диаграммы ее работы (б)  
 Fig. 5. Model of the First Type Vernier DAC with a Digital Code Subtraction Path (a) and Timing Diagrams of its Operation (b)

При промышленном производстве нониусных ЦАП потребуются аналого-цифровой преобразователь той же точности, которую должен обеспечивать весь ЦАП, что не является серьезной проблемой, поскольку в настоящее время выпускаются микросхемы сигма-дельта аналого-цифрового преобразователя с разрядностью 24 бит ([www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad4630-24.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad4630-24.pdf), [www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7771.pdf](http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7771.pdf)) и 32 бит ([\[tation/data-sheets/250032fb.pdf\]\(http://tation/data-sheets/250032fb.pdf\)\). На рисунке 6а приведена упрощенная 6-битовая модель нониусного ЦАП с трактом цифрового сложения и аналогового вычитания, а на рисунке 6б – временные диаграммы его работы при запуске от счетчика импульсов.](http://www.analog.com/media/en/technical-documen</a></p>
</div>
<div data-bbox=)

Натурное моделирование структуры нониусного ЦАП [10, 11], выполненной на отечественной элементной базе, полностью подтвердило ее работоспособность и заявленную точность преобразования.

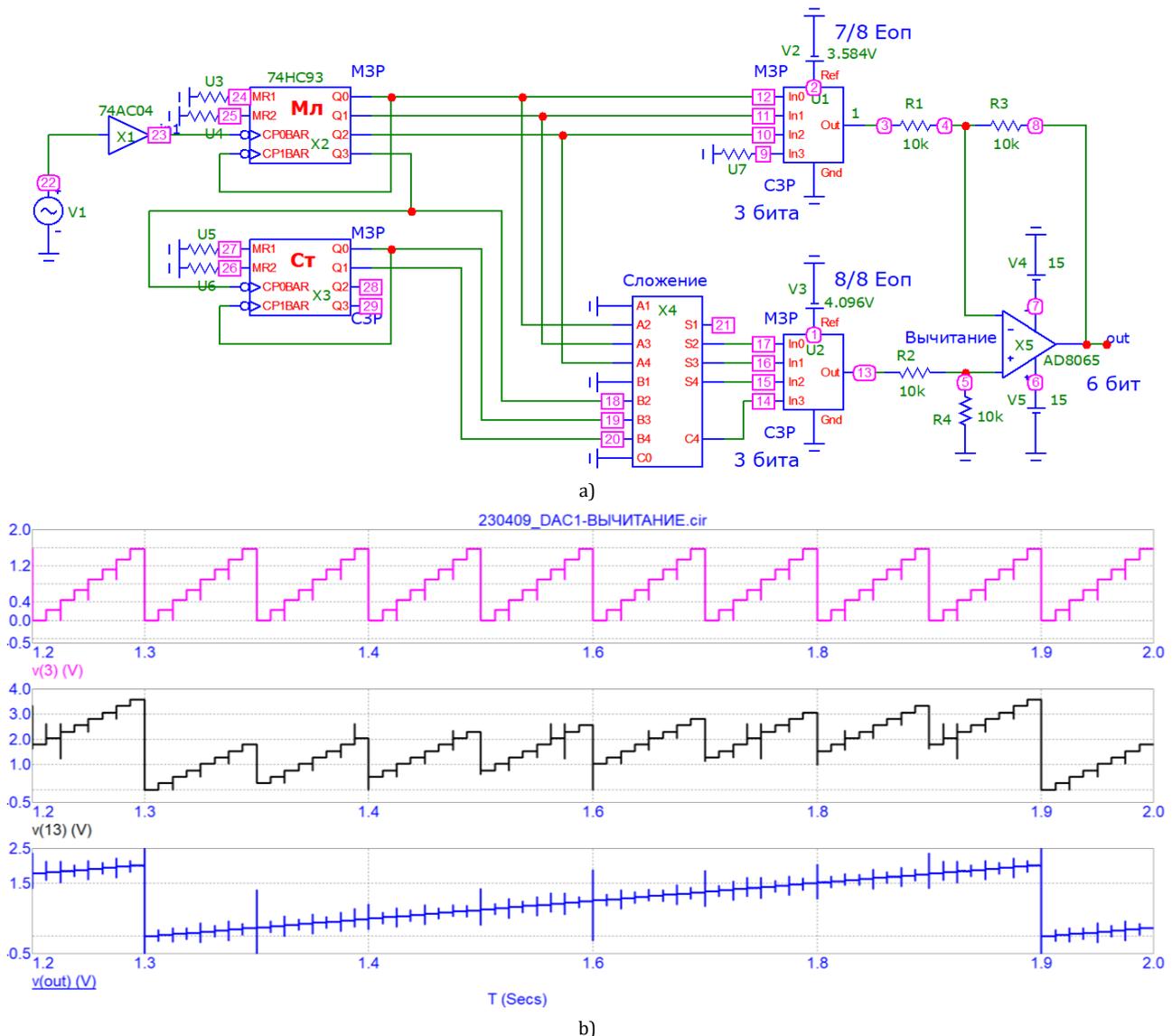


Рис. 6. Модель нониусного ЦАП первого типа с трактом цифрового сложения кодов (а) и временные диаграммы ее работы (б)

Fig. 6. Model of the First Type Vernier DAC with a Digital Code Addition Path (a) and Timing Diagrams of Its Operation (b)

## Выводы

Использование нониусного метода преобразования цифрового кода управления в аналоговый параметр – ток или напряжение, позволяет при сохранении исходной точности используемых ЦАП и технологии их производства обеспечить значи-

тельно лучшую разрешающую способность и (или) повышенное быстродействие итоговой структуры нониусного ЦАП. Другими словами, имея пару мерных шкал, жестко связанных соотношением (3) в виде рационального числа, можно получить точность преобразования цифрового кода управления

в выходной аналоговый сигнал – ток или напряжение, значительно превышающую точность преобразования используемых в структуре парциальных ЦАП.

Следовательно, с помощью соотношения (3) можно получить новое качество преобразования цифрового кода управления в выходной аналоговый сигнал при сохранении технологических ограничений производства на точность входящих в структуру аналоговых узлов (см. рисунок 4).

Кроме того, рассматриваемый способ нониусного преобразования позволяет, при необходимости,

увеличить быстродействие ЦАП, уменьшив примерно вдвое разрядность исходных двоичных параллельных ЦАП (т. е. в  $2^{n-2}$  раз). Такое решение удобно, например, в устройствах формирования сверхширокополосных сигналов передачи информации и (или) в устройствах пассивного цифрового синтеза частот [16, 17].

Результаты расчетов подтверждены схемотехническим моделированием с помощью пакета Microsoft 12 и натурным макетированием схемы нониусного ЦАП на отечественной элементной базе.

#### Список источников

1. Никитин Ю.А. Теория цифроаналогового синтеза частот с помощью конечных автоматов. СПб.: Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, 2024. 342 с.
2. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: справочник. Пер. с нем. М.: Мир, 1982. 512 с.
3. Потоцкий А.П., Сафьянников Н.М., Смоллов В.Б., Угрюмов Е.П. Преобразователь код-аналог. Патент на изобретение СССР № 1508347 А1 от 08.12.1986. Оpubл. 20.03.1999.
4. Смоллов В.Б., Угрюмов Е.П., Герасимов И.В., Рачев Б.Д., Фархи О.А. Элемент с цифро-управляемой проводимостью. Патент на изобретение СССР № 1182543 А1 от 26.04.1984. Оpubл. 30.09.1985.
5. Федорков Б.Г., Телец В.П. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение. М.: Энергомашиздат, 1990. 320 с.
6. Смоллов В.Б. Функциональные преобразователи информации. Л.: ЭНЕРГОИЗДАТ, 1981. 247 с.
7. Марцинкявичус А.-Й. Быстродействующие интегральные микросхемы ЦАП и АЦП и измерение их параметров. М.: Радио и связь, 1988. 224 с.
8. Смоллов В.Б. Микроэлектронные цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи информации. Л.: Энергия, 1976. 336 с.
9. Смоллов В.Б. Функциональные преобразователи информации. Л.: Энергоиздат, 1981. 248 с.
10. Никитин Ю.А. Способ нониусного цифроаналогового преобразования. Патент на изобретение RU 2703228 С1 от 18.03.2019. Оpubл. 15.10.2019. EDN: VEPXBS
11. Nikitin Y.A. Method of vernier digital-to-analog conversion. Patent USA, no. 11,689,212 B2, 23.06.2022.
12. Никитин Ю.А. Способ нониусного цифроаналогового преобразования. Патент на изобретение RU 2726911 С1 от 02.07.2019. Оpubл. 16.07.2020. EDN:NXAXDF
13. Nikitin Y.A. Method of vernier digital-to-analog conversion. Patent USA, no. 11,736,117 B2, 10.11.2022.
14. Никитин Ю.А. Построение многозарядного параллельного цифроаналогового преобразователя // IX Международная научно-техническая и научно-методическая конференция «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании» (Санкт-Петербург, Российская Федерация, 26–27 февраля 2020 г.). СПб.: СПбГУТ, 2020. Т. 3. С. 476–480. EDN:WOOEQ
15. Гуревич И.Н., Никитин Ю.А. Цифровой синтезатор частот. Патент на изобретение СССР 1737698 от 09.07.90. Оpubл. в БИ №20 1992. МКИ Н 03 В 19/00
16. Никитин Ю.А. Цифроаналоговый синтез частот. Теория и схемотехника. СПб.: Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, 2018. 367 с. EDN:YNTBQL
17. Никитин Ю.А. Анализ механизмов образования помех на выходе многоуровневого конечного автомата // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2017. № 3. С. 52–59. EDN:YZBFBN

#### References

1. Nikitin Yu.A. *Theory of digital-to-analog frequency synthesis using finite automata*. St. Petersburg: The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2024. 342 p. (in Russ.)
2. Tietze U., Schenk Ch. *Semiconductor circuit engineering*. Translated from German. Moscow: Mir Publ.; 1982. 512 p. (in Russ.)
3. Potocki A.P., Safyannikov N.M., Smolov V.B., Ugrumov E.P. *Code-to-analog converter*. Patent USSR, no. 1508347 A1, 20.03.1999. (in Russ.)
4. Smolov V.B., Ugrumov E.P., Gerasimov I.V., Rachev B.D., Farhi O.A. Element with digitally controlled conductivity. Patent USSR, no. 1182543 A1, 30.09.1985. (in Russ.)
5. Fedorkov B.G., Telets V.P. *DAC and ADC microcircuits: operation, parameters, application*. Moscow: Energomashizdat Publ.; 1990. 320 p. (in Russ.)
6. Smolov V.B. *Functional information converters*. Leningrad: Energoizdat Publ.; 1981. 247 p. (in Russ.)

7. Marcinkevičius A.-J. *High-speed integrated circuits DAC and ADC and measurement of their parameters*. Moscow: Radio i svyaz Publ.; 1988. 224 p. (in Russ.)
8. Smolov V.B. *Microelectronic digital-to-analog and analog-to-digital information converters*. Leningrad: Energiya Publ.; 1976. 336 p. (in Russ.)
9. Smolov V.B. *Functional information converters*. Leningrad: Energoizdat Publ.; 1981. 248 p. (in Russ.)
10. Nikitin Yu. A. *Vernier digital-to-analog conversion method*. Patent RF, no. 2703228, 15.10.2019. (in Russ.)
11. Nikitin Y.A. *Method of vernier digital-to-analog conversion*. Patent USA, no. 11,689,212 B2, 23.06.2022.
12. Nikitin Yu. A. *Method of vernier digital-to-analog conversion*. Patent RF, no. 2726911, 16.07.2020. (in Russ.)
13. Nikitin Y.A. *Method of vernier digital-to-analog conversion*. Patent USA, no. 11,736,117 B2, 10.11.2022.
14. Nikitin Yu. Construction of a multi-bit parallel digital-to-analog converter. *Proceedings of the IXth International Scientific, Technical and Scientific-Methodical Conference on Actual Problems of Infotelecommunications in Science and Education, 26–27 February 2020, St. Petersburg, Russian Federation, vol.3*. St. Petersburg: SPbSUT Publ.; 2020. p.476–480. (in Russ.)
15. Gurevich I.N., Nikitin Yu.A. Digital frequency synthesizer. Patent USSR, no. 1737698, 09.07.90. (in Russ.)
16. Nikitin Yu.A. *Digital-analog frequency synthesis. Theory and circuit design*. St. Petersburg: The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2018. 367 p. (in Russ.) EDN:YNTBQL
17. Nikitin Yu.A. Analysis of the mechanisms of noise generation at the output of a multilevel finite state machine. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*, 2017;3:52–59. (in Russ.) EDN:YZBFBN

Статья поступила в редакцию 12.09.2024; одобрена после рецензирования 14.11.2024; принята к публикации 28.07.2025.

The article was submitted 12.09.2024; approved after reviewing 14.11.2024; accepted for publication 28.07.2025.

## Информация об авторе:

**НИКИТИН**  
**Юрий Александрович**

кандидат технических наук, старший научный сотрудник, доцент кафедры электроники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  
 <https://orcid.org/0000-0002-0749-9751>

Автор сообщает об отсутствии конфликтов интересов.

The author declares no conflicts of interests.

## **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 621.391

<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-4-18-27>

EDN:UOYTAY



# Интеллектуальная бессерверная вычислительная система для услуг телеприсутствия

Захраа Ахмед Хуссейн Аль-Кереа, al-kerea.zah@sut.ru

Аммар Салех Али Мутханна , muthanna.asa@sut.ru

Андрей Евгеньевич Кучерявый, akouch@sut.ru

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича,  
Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

## Аннотация

**Актуальность.** В статье рассматривается проблема совместной оптимизации миграции сервисов и распределения ресурсов (SMRA) в среде периферийных мобильных вычислений с множественным доступом (MEC) для снижения задержки в системах телеприсутствия. MEC расширяет возможности облачных вычислений путем перемещения сервисов на границу сети максимально близко к пользователям, решая проблему задержки доступа. Однако высокая мобильность устройств и ограниченные ресурсы периферийных серверов усложняют поддержание качества обслуживания. Процесс миграции сервисов сам по себе приводит к дополнительной задержке, а различные серверы и пользовательские устройства имеют свои уникальные требования и политику распределения ресурсов, что требует сбалансированного подхода к решению данной задачи. Несмотря на достижения в области телеприсутствия, такие как высококачественные видеопотоки и пространственный звук, виртуальная и дополненная реальность, эффективное функционирование этих систем требует надежной инфраструктуры и минимальных задержек при взаимодействии.

**Постановка задачи.** В данной работе мы предлагаем совместный алгоритм SMRA+MEC, который учитывает специфику систем телеприсутствия, а также решает задачу оптимального распределения ресурсов и необходимости миграции сервисов.

**Цель работы.** Разработка и оценка эффективности совместного алгоритма SMRA+MEC, адаптированного для систем телеприсутствия.

**Методы исследования.** Для достижения поставленной цели в работе будут использованы математические модели для формализации задачи SMRA+MEC с учетом параметров систем телеприсутствия.

**Результаты** исследования показывают, что предложенный алгоритм обеспечивает значительное снижение задержки – на 50 %.

**Научная новизна.** Рассматривается новый способ расчета задержки, который позволяет минимизировать задержку и распределять ресурсы более оптимально. Показано, что комбинирование методов SMRA+MEC является наиболее эффективным подходом к минимизации задержек.

**Практическая значимость.** Разработанный алгоритм SMRA+MEC может быть использован операторами мобильной связи для оптимизации развертывания и управления MEC-инфраструктурой, обеспечивая высококачественное обслуживание для приложений телеприсутствия.

**Ключевые слова:** телеприсутствие, MEC, SMRA, задержка, нагрузка на сеть, распределение ресурсов

**Ссылка для цитирования:** Аль-Кереа З.А.Х., Мутханна А.С.А., Кучерявый А.Е. Интеллектуальная бессерверная вычислительная система для услуг телеприсутствия // Труды учебных заведений связи. 2025. Т. 11. № 4. С. 18–27. DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-4-18-27. EDN:UOYTAY

Original research

<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-4-18-27>

EDN:UOYTAY

# Intelligent Serverless Computing System for Telepresence Services

 Zahraa A.H. Al-Kerea, al-kerea.zah@sut.ru

 Ammar S.A. Muthanna , muthanna.asa@sut.ru

 Andrey E. Koucheryavy, akouch@sut.ru

The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications,  
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

## Annotation

**Relevance.** This article addresses the problem of Joint Service Migration and Resource Allocation (SMRA) optimization in a Multi-access Edge Computing (MEC) environment, aiming to reduce latency in telepresence systems. MEC enhances cloud computing capabilities by relocating services to the network edge, as close as possible to users, thus resolving access latency issues. However, the high mobility of devices and the limited resources of edge servers complicate the maintenance of Quality of Service. The service migration process itself introduces additional latency, and different servers and user devices have their own unique requirements and resource allocation policies, necessitating a balanced approach to solving this problem. Despite advancements in the field of telepresence, such as high-quality video and spatial audio, virtual reality, and augmented reality, the effective operation of these systems requires a robust infrastructure and minimal interaction delays.

**Problem statement.** In this work, we propose a joint SMRA+MEC algorithm that considers the specific characteristics of telepresence systems and addresses the problem of optimal resource allocation and the necessity of service migration.

**Purpose of the work.** Development and evaluation of the effectiveness of a joint SMRA+MEC algorithm adapted for telepresence systems.

**Methods used.** To achieve the stated goal, mathematical models will be used in this work to formalize the SMRA+MEC problem, taking into account the parameters of telepresence systems.

**The results** show that the proposed algorithm achieves a significant latency reduction of 50 %.

**Scientific novelty.** A novel method for calculating latency is presented, which allows for minimizing latency and allocating resources more optimally. It is shown that combining SMRA+MEC methods is the most effective approach to latency minimization.

**Practical significance.** The developed SMRA+MEC algorithm can be used by mobile operators to optimize the deployment and management of MEC infrastructure, providing high-quality service for telepresence applications.

**Keywords:** telepresence, MEC, SMRA, latency, network load, resource allocation

**For citation:** Al-Kerea Z.A.H., Muthanna A.S.A., Koucheryavy A.E. Intelligent Serverless Computing System for Telepresence Services. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2025;11(4):18–27. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-4-18-27. EDN:UOYTAY

## 1. Введение

Технология мобильных периферийных вычислений с множественным доступом (MEC, аббр. от англ. Multiaccess Edge Computing) обеспечивает приложения Интернета вещей (IoT, аббр. от англ. Internet of Things) и системы телеприсутствия услугами, критично важными с точки зрения ресурсоемкости и задержки за счет расширения возможностей облачных вычислений на уровень периферии сети в

пределах досягаемости конечных устройств. Высокая мобильность IoT-устройств, например таких, как транспортные средства, вместе с ограниченными ресурсами периферийных серверов приводит к увеличению времени отклика и ухудшению стабильности обслуживания. В связи с этим, для поддержания требуемого уровня качества обслуживания (QoS, аббр. от англ. Quality of Service), воз-

никает необходимость в рациональном перераспределении ресурсов и выполнения миграции сервисов. Однако обслуживание процедуры миграции приводит к дополнительным задержкам. Кроме того, на необходимость миграции обслуживания влияют политики распределения ресурсов целевых периферийных серверов. Это связано с тем, что у различных пользователей систем телеприсутствия требования к сетевым и вычислительным ресурсам могут отличаться. Следовательно, вопрос оптимизации процессов миграции обслуживания и распределения ресурсов является важной задачей, требующей тщательной проработки. В этой статье рассматривается проблема совместной оптимизации миграции сервисов обслуживания и распределения ресурсов (SMRA, аббр. от англ. Service Migration And Resource Allocation) в условиях MEC для минимизации задержек в системах телеприсутствия. Предложенный в работе комбинированный метод представляет собой совместный алгоритм SMRA и MEC, который принимает в расчет специфические особенности систем телеприсутствия и определяет оптимальное решение по перемещению сервисов, вариантов их миграции и распределению ресурсов. Например, для задач чувствительных к временным задержкам время обработки не должно превышать 0,1 мс [1–3], что при использовании удаленного облака является сложно достижимой задачей.

С другой стороны, из-за ограниченных вычислительных ресурсов абонентских устройств обработка таких задач на пользовательских устройствах ведет к большому потреблению энергии и высоким задержкам. Для решения этой проблемы была предложена новая технология – упомянутые выше периферийные вычисления с множественным доступом [3]. Основной концепцией технологии MEC является разгрузка задач, которая подразумевает перенос задач с пользовательских устройств на сервера, размещенные ближе к «краю» сети, в непосредственной близости от пользователей или в удаленное облако. Данный подход позволяет существенно сократить задержки при обработке задач и уменьшить энергозатраты [1–2].

Технология телеприсутствия представляет собой совокупность информационных разработок для проведения сеансов видеоконференцсвязи, которая реализует «ощущение присутствия или воздействия» в месте, отдаленном от реального физического расположения пользователя. Суть этой технологии заключается в объединении технологий передачи видео высокой четкости (UHD, аббр. от англ. Ultra High Definition), объемного звука и получения обратной связи от пользователя, что нужно для интерактивности, при этом обмен данными должен происходить в режиме реального времени. Кроме того, в эту систему могут входить технологии виртуальной (VR, аббр. от англ. Virtual Reality) и дополненной реальности (AR, аббр. от

англ. Augmented Reality) – например, 3D-граммы и устройства для имитации тактильных контактов. Концепция услуг телеприсутствия известна довольно давно, однако ее практическая реализация стала возможной только в последние годы благодаря развитию телекоммуникационных систем и информационных технологий, поддерживающих высокую пропускную способность передачи данных на гораздо более высоких частотах и низкую задержку. Однако внедрение и эксплуатация подобных систем (например, технологий 5G / 6G) являются весьма затратными, особенно для малого бизнеса и образовательных учреждений, что является одной из причин, тормозящих широкое распространение систем телеприсутствия [3].

Технология MEC стремительно развивается и предназначена для повышения эффективности передачи данных и обработки информации в современных сетях. В ходе ее реализации используется децентрализованный подход, который подразумевает размещение вычислительных ресурсов и хранилищ ближе к конечным пользователям, что в целом снижает время задержки и повышает QoS. Таким образом, в отличие от традиционных облачных вычислений, которые зависят от удаленных центров обработки данных, технология MEC распределяет ресурсы на периферии сети, обеспечивая быстрый доступ к данным. Это особенно актуально для приложений, требовательных к минимальным задержкам, таких, например, как беспилотные автомобили и IoT, а также системы телеприсутствия.

Технология MEC также помогает разгрузить ядро сети и центральные узлы, перераспределяя задачи обработки информации на периферийные устройства, что улучшает пропускную способность и управление трафиком. Тем не менее, MEC не всегда может обеспечить минимальную задержку при передаче данных, поскольку высока вероятность того, что периферийные узлы могут оказаться перегруженными. Следовательно, технология SMRA является важной и служит для оптимизации размещения / использования услуг и ресурсов. Основной целью SMRA является достижение эффективного использования коммуникационных и информационных систем и, как следствие, снижение издержек и затрат. Технология включает в себя ряд многоэтапных задач, причем эффективное распределение ресурсов является ключевым аспектом SMRA [3]. В зависимости от результатов анализа потребностей и фактического наличия ресурсов, разрабатываются стратегии их оптимального использования, перераспределения или увеличения.

Различия между технологиями SMRA и MEC заключаются в их основной направленности и функциональности. Ниже рассмотрим ключевые различия в принципах работы SMRA и MEC.

Во-первых, технология SMRA направлена на оптимизацию процессов миграции сервисов между различными узлами сети и эффективное распределение ресурсов. Главная задача SMRA заключается в том, чтобы обеспечить максимальную эффективность использования доступных ресурсов, снизить задержки и таким образом повысить QoS конечного пользователя. Как упоминалось выше, технология MEC представляет собой архитектуру вычислений «на краю» сети, где данные обрабатываются ближе к источнику их формирования (пользователям), что позволяет значительно сократить время задержки и разгрузить центральные серверы [3–4]. MEC предоставляет инфраструктуру и программные платформы для размещения разнообразных приложений и сервисов непосредственно на границе сети, что может быть использовано операторами связи для предоставления новых услуг и приложений с низкими задержками. Именно поэтому технология MEC широко используется в рамках концепций IoT, интеллектуальных транспортных систем (ITS, аббр. от англ. Intelligent Transportation System), AR / VR), беспилотных автомобилей и других приложений, требующих быстрой обработки данных и низких задержек.

Во-вторых, MEC является более глобальной и занимается созданием архитектурных основ для обработки данных «на краю» сети.

В-третьих, SMRA стремится распределять задачи и ресурсы с точки зрения их текущей доступности

и загруженности. MEC, в свою очередь, фокусируется на смещении вычислений ближе к точкам формирования данных [4–5].

В-четвертых, в SMRA акцент делается на управлении и распределении ресурсов между различными узлами сети, чтобы обеспечить оптимальную производительность, а в MEC ресурсы предоставляются на базе узлов сети (*от англ. Edge Nodes*), чтобы минимизировать время передачи данных и повысить скорость отклика.

Несмотря на эти различия, взаимодействие между SMRA и MEC возможно и, зачастую, необходимо для создания высокоэффективных и масштабируемых систем, способных удовлетворить потребности современных приложений и сервисов [6].

Рассмотрим сценарий, схематично представленный на рисунке 1, при котором пользователь  $u_1$  подключается к периферийному узлу  $e_1$  в момент времени  $t$  и запрашивает услугу  $Y_2$  на периферийном узле  $e_1$ . Мы предполагаем, что пользователь  $u_1$  переместится в окрестности периферийного узла  $e_3$  в момент времени  $t + 1$ . Если пользователь продолжит подключаться к исходному периферийному узлу  $e_1$ , это приведет к длительной задержке связи между мобильным пользователем  $u_1$  и исходным периферийным узлом  $e_1$ . В тоже время мы можем выполнить миграцию службы, чтобы перенести службу  $Y_2$  с исходного периферийного узла  $e_1$  на целевой периферийный узел  $e_3$ , чтобы сократить расстояние связи и уменьшить задержку связи.



Рис. 1. Схема сети

Fig. 1. Network Diagram

Миграция сервисов является эффективным средством обеспечения непрерывности связи, но она дополнительно вызывает задержку в процессе

миграции [7]. Кроме того, выполнение миграции сервисов ведет к изменению связей между пользователями систем телеприсутствия и пограничных

серверов (ES, аббр от англ. Edge Server) при этом нам необходимо учитывать неоднородность и ограниченность ресурсов целевых пограничных серверов. Перераспределение ресурсов на назначенных пограничных серверах после перемещения сервисов влияет на вычислительные задержки связи для мобильных пользователей. Это, в свою очередь, определяет, имеет ли смысл проведение данной миграции. Таким образом, важно одновременно рассчитать и учесть вероятную пользу от процесса миграции сервисов и перераспределения ресурсов и запускать процесс перемещения только в том случае, когда это способствует уменьшению времени отклика [2].

Для обеспечения непрерывного обслуживания и уменьшения задержек доступа будущие интеллектуальные системы телеприсутствия должны уметь распознавать мобильное поведение пользователей и заранее планировать схемы миграции услуг и распределения ресурсов. Однако предыдущие исследования в основном рассматривали миграцию услуг и распределение ресурсов как отдельные задачи, без учета их взаимного влияния. Результаты принятого решения о миграции услуг влияют на непрерывность обслуживания, тогда как стратегии распределения ресурсов оказывают воздействие на процессы миграции. К тому же разнообразие пользователей предъявляет различные требования к ресурсам и имеет уникальные шаблоны мобильности. Ресурсы в ES неоднородны и могут изменяться со временем, что добавляет сложности в совмещение оптимизации миграции услуг и распределения ресурсов [1–2]. Чтобы справиться с этими задачами, была исследована работа SMRA с учетом этих двух факторов. В ходе исследования были проанализированы определение необходимости миграции сервисов, выбор мест для их перемещения и оптимального распределения ресурсов. Авторы ставили своей целью обеспечить мобильность пользователей, оптимизировать использование ресурсов системы телеприсутствия, минимизировать задержки доступа, предотвращать сбои в обслуживании и улучшить общее QoS [1].

В этой статье, в отличие от имеющихся исследований, предлагается рассмотреть алгоритм совместного использования SMRA+MEC, который учитывает специфику систем телеприсутствия и решает задачу о целесообразности проведения миграции сервисов и оптимального распределения ресурсов. Предлагаемый способ расчета позволяет сократить задержки при передаче данных и вести распределение ресурсов более оптимально. Показано, что комбинация методов SMRA+MEC является наиболее эффективным подходом к минимизации задержек, поскольку итеративный подход к расчету задержки позволяет эффективно использовать имеющиеся вычислительные ресурсы. Стоит

отметить, что числовые значения, используемые в статье, имеют относительный и условный характер и, в первую очередь, предназначены для иллюстрации предлагаемого подхода в минимизации задержки. Основная часть статьи организована следующим образом: в разделе 2 представлена системная модель и формулировка проблемы, раздел 3 включает в себя описание параметров и результаты моделирования. В заключении приводятся основные выводы [2–3].

## 2. Предлагаемый подход

В сфере современных систем телеприсутствия достижение минимальных значений задержки имеет решающее значение для эффективности работы и улучшения пользовательского опыта. В интересах этой цели одним из перспективных подходов является использование комбинации технологий SMRA и MEC. Этот раздел посвящен сценарию, предлагающему подходы к описанию сложных, но эффективных методов, применяемых для повышения оптимизации задержки [8–9]. Данный сценарий предназначен для моделирования и оптимизации задержки в системах телеприсутствия. Это осуществляется за счет стратегического распределения вычислительных задач между несколькими периферийными узлами, выбора оптимальных решений для миграции сервисов и управления ресурсами.

Предлагаемый сценарий предполагает балансировку вычислительных задач между различными периферийными узлами, динамическую миграцию сервисов и эффективное распределение ресурсов. Его цель – минимизировать общую задержку, которую испытывают пользователи. Далее рассмотрим ключевые аспекты модели, акцентируя внимание на сложных методах, используемых в ней. Имитационная модель строит сетевой график с помощью библиотеки NetworkX, чтобы смоделировать физическую и логическую структуру сети. График отображает взаимосвязи между разными периферийными узлами и центральным облачным сервером, определяет маршруты передачи данных и возможные задержки. Для воспроизведения реальности сценария модель симулирует миграцию сервисов и адаптацию распределения ресурсов среди периферийных узлов. Абстрактные функции моделируют эти процессы, сосредотачиваясь на принятии решений, направленных на выбор момента для миграции сервиса с учетом оптимального распределения полосы пропускания и вычислительной мощности. Центральная роль отводится алгоритму оптимизации, который минимизирует суммарную задержку в сети, последовательно подстраивая расположение сервисов и распределение ресурсов. В этом процессе может использоваться метод градиент-

ного спуска или другие техники нелинейного программирования. После завершения процесса оптимизации модель анализирует полученные результаты, выявляя конфигурации, обеспечивающие минимальную задержку. Эта обратная связь позволяет непрерывно улучшать и настраивать параметры в условиях изменяющейся сетевой среды в режиме реального времени [7].

В модели реализуется процесс назначения пользователей к узлам Edge-сети с целью минимизации общей задержки при выполнении задач. Основу составляют различные методы, включая MEC и SMRA (комбинированный метод, использующий итеративный процесс улучшения назначений). Суть этого метода состоит в оптимальном распределении пользовательских задач между граничными узлами для снижения задержки.

Предлагаемый комбинированный метод включает формулу для расчета задержки  $L$ :

$$L = \sum_{i=1}^N \left( D_{trans}(u_i, e_{a_i}) + \frac{R_{task}(u_i)}{R_{exec}(e_{a_i})} \right), \quad (1)$$

где  $N$  – количество пользователей;  $u_i$  – позиция пользователя  $i$ ;  $e_{a_i}$  – позиция назначенного Edge-узла для пользователя  $i$ ;  $D_{trans}(u_i, e_{a_i})$  – задержка передачи данных между пользователем  $u_i$  и назначенным узлом;  $R_{task}(u_i)$  – скорость задачи пользователя  $u_i$  (количество задач в секунду);  $R_{exec}(e_{a_i})$  – скорость выполнения задач на узле  $e_{a_i}$  (количество задач в секунду).

При этом задержка передачи данных  $D_{trans}(u_i, e_{a_i})$  – время, затраченное на передачу данных от устройства пользователя к узлу, и может зависеть от расстояния, пропускной способности сети и текущей загрузки узла:

$$D_{trans}(u_i, e_{a_i}) = \frac{D_{data}(u_i)}{B_{net}(u_i, e_{a_i})}, \quad (2)$$

где  $D_{data}(u_i)$  – объем данных для передачи;  $B_{net}(u_i, e_{a_i})$  – доступная пропускная способность между пользователем и узлом.

Кроме того, необходимо рассмотреть отдельный параметр: задержка выполнения  $T_{exec}(u_i, e_{a_i})$  – это время, необходимое Edge-узлу для выполнения задачи пользователя. Данный параметр учитывает, как вычислительная мощность узла влияет на скорость выполнения задач. Задержка выполнения рассчитывается следующим образом [10–11]:

$$T_{exec}(u_i, e_{a_i}) = \frac{R_{task}(u_i)}{R_{exec}(e_{a_i})}. \quad (3)$$

Следовательно, расчет задержки в предлагаемом методе можно представить в виде выражения:

$$L = \sum_{i=1}^N (D_{trans}(u_i, e_{a_i}) + T_{exec}(u_i, e_{a_i})). \quad (4)$$

Рисунок 2 наглядно показывает структуру алгоритма и представляет итеративный процесс улучшения назначения пользовательских задач Edge-узлам. Процесс начинается с произвольных назначений и использует методы случайного поиска для постепенного уменьшения задержки.



Рис. 2. Структура итеративной модели назначения граничных узлов алгоритма

Fig. 2. Structure of the Iterative Model for Assigning Edge Nodes of the Algorithm

### 3. Моделирование и анализ результатов

Ниже приводится краткое описание математической модели, которая включает в себя определение параметров, переменных и уравнений, описывающих представленную систему и процессы. Этот математический подход представляет собой набор параметрических задач оптимизации, связанных с распределением задач между узлами для минимизации общей задержки.

*Описание модели и ее параметры*

1) Положения пользователей и граничных узлов

Пусть  $p_u$  – множество позиций пользователей:

$$p_u = \{i = 1, 2, \dots, N_u\},$$

где  $N_u$  – количество пользователей.

$p_e$  – множество позиций граничных Edge-узлов:

$$p_e = \{j = 1, 2, \dots, N_e\},$$

где  $N_e$  – количество граничных узлов.

2) Задачи и вычислительные ресурсы

Пусть  $T$  – вектор задач:

$$T = \{i = 1, 2, \dots, N_u\}.$$

$R$  – вектор вычислительных мощностей Edge-узлов:

$$R = \{j = 1, 2, \dots, N_e\}.$$

3) Назначение пользователей на Edge-узлы

Пусть  $A$  – индекс узла, на который назначен пользователь  $i$ :

$$A = \{i = 1, 2, \dots, N_u\},$$

4) Задержка миграции

Пусть  $M$  – матрица стоимости миграции, где элемент  $M_{j,k}$  обозначает стоимость миграции между узлами  $j$  и  $k$ .

*Функции и метрики*

1) Функция задержки передачи данных

Пусть  $D_{trans}(u_i, e_j)$  – функция, которая вычисляет задержку передачи между пользователем  $i$  и узлом  $j$ :

$$D_{trans}(u_i, e_j) = \frac{1}{100} \sqrt{(x_u^{(i)} - x_e^{(j)})^2 + (y_u^{(i)} - y_e^{(j)})^2}. \quad (5)$$

2) Функция задержки выполнения задачи

Пусть  $D_{exec}(t_i, r_j)$  – функция, которая вычисляет время выполнения задачи  $t_i$  на узле  $j$ :

$$D_{exec}(t_i, r_j) = \frac{t_i}{r_j}. \quad (6)$$

где  $t_i$  – вычислительная нагрузка пользователя  $i$ ;  $r_j$  – вычислительная мощность узла  $j$ .

3) Общая задержка

Общая задержка для каждого пользователя  $i$  при назначении на узел  $j$  будет суммой задержек передачи данных и выполнения задачи:

$$D_{total(a_i)} = D_{trans}(u_i, e_j) + D_{exec}(t_i, r_j). \quad (7)$$

4) Оптимизация назначения пользователей

Цель состоит в минимизации общей задержки для всех пользователей:

$$D^* = \sum_{i=1}^{N_u} D_{total(a_i)}. \quad (8)$$

*Итерационная оптимизация*

Пусть  $A^{(t)}$  – текущее назначение на итерации  $t$ . Итерационный процесс обновления назначения осуществляется следующим образом:

1) выбор случайного пользователя  $i$  и случайный узел  $j$ ;

2) расчет новой задержки  $D_{total(a_i)}$  при изменении назначения;

3) обновление назначения  $A^{(t+1)}$ , если новая задержка меньше предыдущей.

Процесс продолжается до того момента, пока назначение не стабилизируется. Основная задача заключается в нахождении оптимального назначения пользователей на узлы с минимальной общей задержкой. Решение задачи происходит итерационно, что позволяет постепенно улучшать решение на основе случайных изменений назначения.

В рамках предлагаемой модели осуществляется настройка позиций пользователей и Edge-узлов случайным образом ограниченной территорией в  $100 \times 100$  м (рисунок 3).

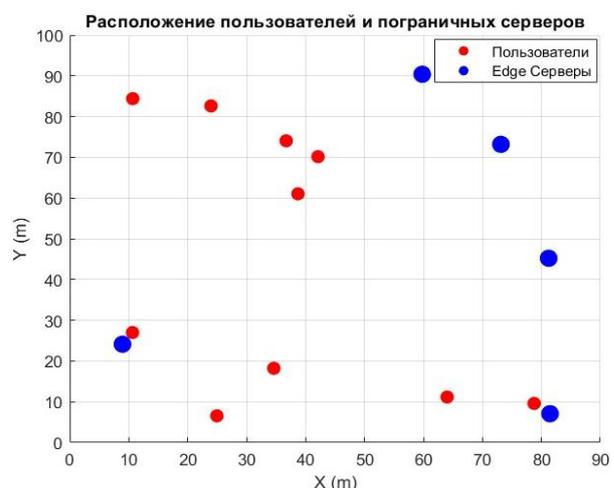


Рис. 3. Исначальное расположение пользователей и узлов

Fig. 3. Initial Placement of Users and Nodes

Задается число пользователей и Edge-узлов. В данном случае рассматривается 10 пользователей и 5 Edge-узлов, при этом можно проанализировать

любые значения. Именно эти значения были выбраны для наглядности и упрощения расчетов. Далее случайным образом определяются значения скорости выполнения задач для пользователей и – для узлов, а также затраты (стоимость) на миграцию между узлами.

Для повышения объективности модели, случайным образом запускается процесс генерации узлов и назначение их пользователям методов MEC и SMRA, после чего рассчитывается задержка для каждого из них. Комбинированный метод SMRA и MEC основан на итеративном поиске улучшений назначений для сокращения задержки: на каждом шаге итерации случайным образом выбирается пользователь, ему назначается новый узел; если такое изменение приводит к уменьшению задержки, оно фиксируется как текущее наилучшее решение. Таким образом, этот метод представляет собой процесс пошагового улучшения посредством случайного поиска, направленного на минимизацию задержки, начиная с подходов MEC и SMRA и постепенно совершенствуя назначения. Результаты работы метода представлены на рисунках 4–7.

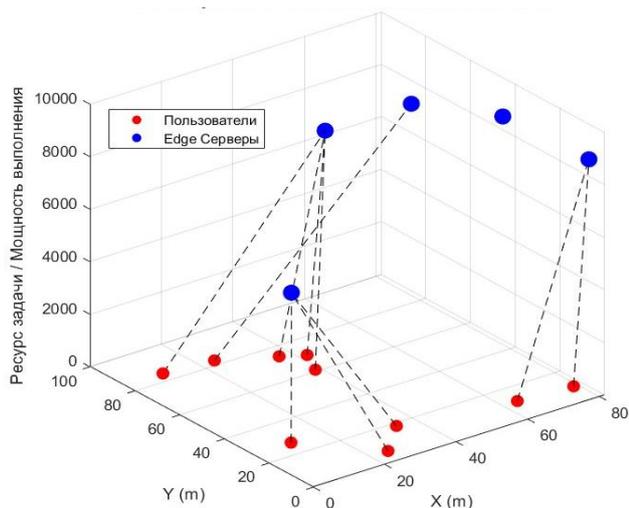


Рис. 4. 3D-визуализация назначения задач SMRA+MEC  
Fig. 4. 3D Visualization of Task Assignment SMRA+MEC

Предлагаемая модель комбинирует случайные начальные назначения (используя методы MEC и SMRA) с последующим итеративным улучшением через случайный поиск. Такой подход позволяет снизить задержку выполнения задач благодаря динамическому перераспределению задач пользователей между Edge-узлами, что помогает находить самые эффективные маршруты передачи и обработки в сети. На рисунке 7 видно, что предложенный метод достигает минимальной задержки: задержка MEC составляет 60 мс, SMRA – 55 мс, а комбинированный метод SMRA+MEC дает результат всего в 31 мс. Рисунок 7 показывает, что задержка может быть снижена почти на 50 %, что говорит о значительном потенциале предложенной модели.

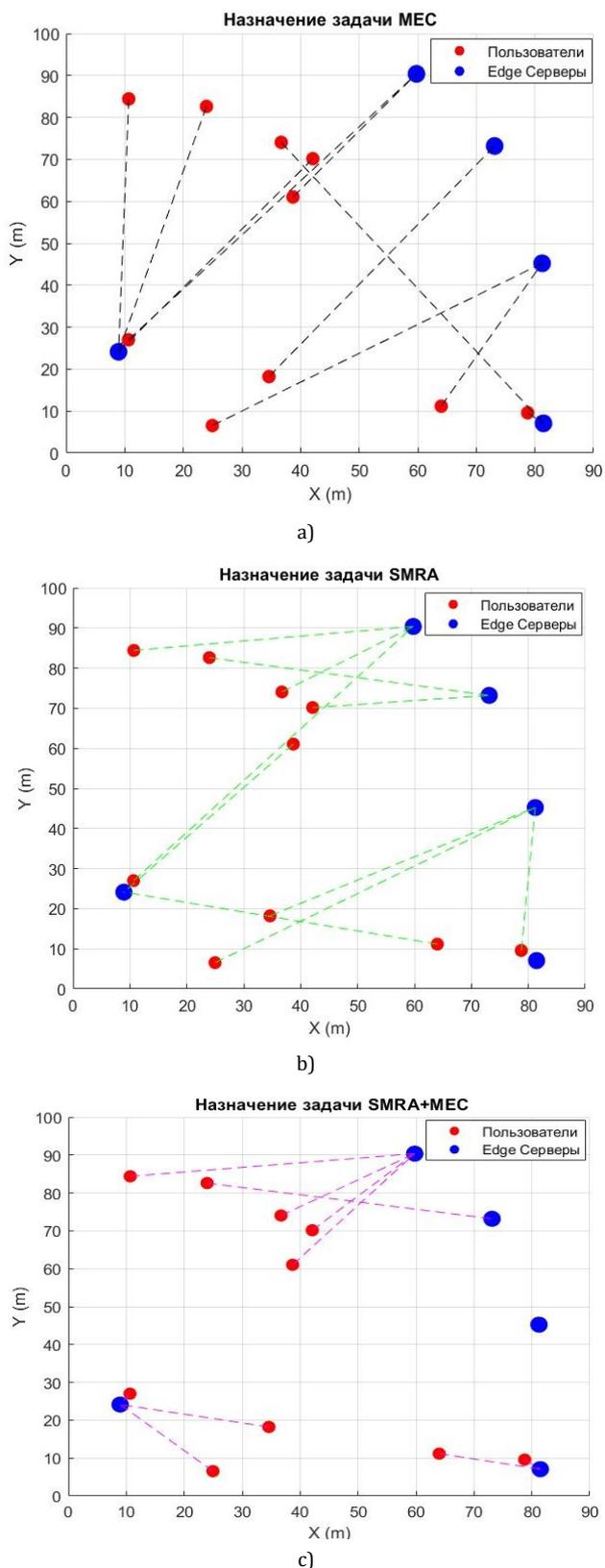


Рис. 5. Назначение задач методами MEC (a), SMRA (b) и комбинированным (c)  
Fig. 5. Assignment of Tasks by MEC (a), SMRA (b) and Combined (c) Methods

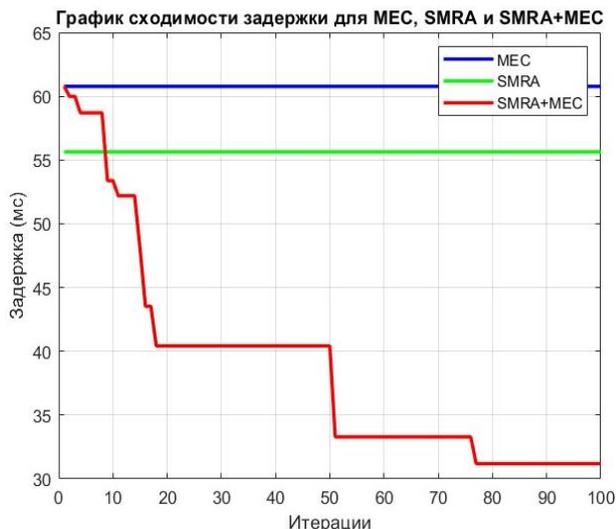


Рис. 6. График сходимости задержки для MEC, SMRA и предлагаемый алгоритм SMRA+MEC

Fig. 6. Graph of Latency Convergence for MEC, SMRA, and the Proposed SMRA+MEC Algorithm

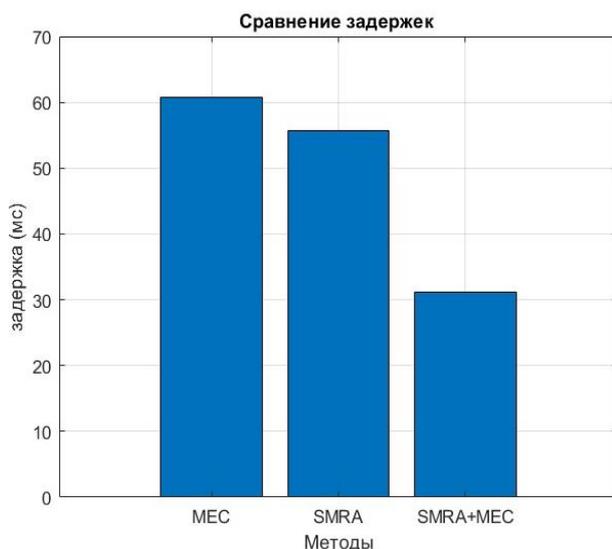


Рис. 7. Сравнение задержек

Fig. 7. Comparison of Latency

Однако стоит отметить, что представленные в ходе исследования значения являются ориентировочными и могут потребовать уточнения для конкретных сетей или систем. Полученное итоговое значение и процент уменьшения дают представление об уровне повышения эффективности, достигаемого в ходе оптимизации.

### Заключение

Описанный комбинированный метод успешно объединяет затраты на миграцию и задержку обработки в периферийных узлах для оптимизации размещения сервисов и минимизации задержек в устройствах телеприсутствия в среде мобильных периферийных вычислений. Формула учитывает основные факторы, влияющие на задержку, а итеративный процесс оптимизации обеспечивает наилучшее распределение, что подтверждается сравнением расчетных, визуальных распределений и средних значений задержек. Этот сценарий демонстрирует сложную взаимосвязь между миграцией услуг, распределением ресурсов и мобильными периферийными вычислениями для повышения эффективности систем телеприсутствия.

Благодаря рациональному распределению вычислительных задач и динамической оценке задержек достигается минимальная задержка для устройств телеприсутствия. Задержка может быть снижена примерно на 50 %, а итоговые значения и процент снижения отражают повышение эффективности в результате оптимизации. Этот сценарий является моделью для разработки более эффективных систем связи в реальном времени и расширения границ технологий телеприсутствия. В условиях быстро меняющегося цифрового ландшафта оптимизация задержек с использованием инновационных подходов остается ключевым фактором. Этот сценарий показывает, как теоретические концепции в области вычислений и сетевой оптимизации могут улучшить повседневные технологические приложения на практике.

### Список источников

1. Ateya A.A., Abd El-Latif A.A., Muthanna A., Volkov A., Koucheryavy A. Enabling Metaverse and Telepresence Services in 6G Networks. New York: CRC Press, 2025. DOI:10.1201/9788770046749
2. Thang D.V., Volkov A., Muthanna A., Koucheryavy A., Ateya A.A., Jayakody D.N.K. Future of Telepresence Services in the Evolving Fog Computing Environment: A Survey on Research and Use Cases // Sensors. 2025. Vol. 25. Iss. 11. P. 3488. DOI:10.3390/s25113488
3. Van Thang D., Volkov A., Muthanna A., Elgendy I.A., Alkanhel R., Jayakody D.N.K., Koucheryavy A. A Framework Integrating Federated Learning and Fog Computing Based on Client Sampling and Dynamic Thresholding Techniques // IEEE Access. 2025. Vol. 13. PP. 95019–95033. DOI:10.1109/ACCESS.2025.3571979
4. Taleb T., Samdanis K., Mada B., Flinck H., Dutta S., Sabella D. On Multi-Access Edge Computing: A Survey of the Emerging 5G Network Edge Cloud Architecture and Orchestration // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2017. Vol. 19. Iss. 3. PP. 1657–1681. DOI:10.1109/COMST.2017.2705720
5. Чистова Н.А., Парамонов А.И., Кучерявый А.Е. Метод формирования цифровых кластеров сетей связи пятого и последующих поколений на основе качества предоставления услуг // Электросвязь. 2020. № 7. С. 22–28. DOI:10.34832/ELSV.2020.8.7.003. EDN:QDEUQG
6. Yu H., Ming Z., Wang C., Taleb T. Network Slice Mobility for 6G Networks by Exploiting User and Network Prediction // Proceedings of the International Conference on Communications (ICC, Rome, Italy, 28 May – 01 June 2023). IEEE, 2023. DOI:10.1109/ICC45041.2023.10279739

7. Addad R.A., Dutra D.L.C., Taleb T., Flinck H. Toward Using Reinforcement Learning for Trigger Selection in Network Slice Mobility // *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 2021. Vol. 39. Iss. 7. PP. 2241–2253. DOI:10.1109/jsac.2021.3078501. EDN:UGJVKC
8. Волков А.Н., Мутханна А.С.А., Кучерявый А.Е., Бородин А.С., Парамонов А.И., Владимиров С.С. и др. Перспективные исследования сетей и услуг 2030 в лаборатории 6G MEGANETLAB СПбГУТ // *Электросвязь*. 2023. № 6. С. 5–14. DOI:10.34832/ELSV.2023.43.6.001. EDN:CJSYLS
9. Hu L., Tian Y., Yang J., Taleb T., Xiang L., Hao Y. Ready Player One: UAV-Clustering-Based Multi-Task Offloading for Vehicular VR/AR Gaming // *IEEE Network*. 2019. Vol. 33. Iss. 3. PP. 42–48. DOI:10.1109/MNET.2019.1800357
10. Chen Y., Sun Y., Wang C., Taleb T. Dynamic Task Allocation And Service Migration in Edge-Cloud IoT System Based on Deep Reinforcement Learning // *IEEE Internet of Things Journal*. 2022. Vol. 9. Iss. 18. PP. 16742–16757. DOI:10.1109/JIOT.2022.3164441. EDN:XSAUUL
11. Ming Z., Li X., Sun C., Fan Q., Wang X., Leung V.C.M. Dependency-Aware Hybrid Task Offloading in Mobile Edge Computing Networks // *Proceedings of the International Conference on Parallel and Distributed Systems (ICPADS, Beijing, China, 14–16 December 2021)*. IEEE, 2021. PP. 225–232. DOI:10.1109/ICPADS53394.2021.00034

## References

1. Ateya A.A., Abd El-Latif A.A., Muthanna A., Volkov A., Koucheryavy A. *Enabling Metaverse and Telepresence Services in 6G Networks*. New York: CRC Press; 2025. DOI:10.1201/9788770046749
2. Thang D.V., Volkov A., Muthanna A., Koucheryavy A., Ateya A.A., Jayakody D.N.K. Future of Telepresence Services in the Evolving Fog Computing Environment: A Survey on Research and Use Cases. *Sensors*. 2025;25(11):3488. DOI:10.3390/s25113488
3. Van Thang D., Volkov A., Muthanna A., Elgendy I.A., Alkanhel R., Jayakody D.N.K., Koucheryavy A. A Framework Integrating Federated Learning and Fog Computing Based on Client Sampling and Dynamic Thresholding Techniques. *IEEE Access*. 2025;13:95019–95033. DOI:10.1109/ACCESS.2025.3571979
4. Taleb T., Samdanis K., Mada B., Flinck H., Dutta S., Sabella D. On Multi-Access Edge Computing: A Survey of the Emerging 5G Network Edge Cloud Architecture and Orchestration. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 2017;19(3):1657–1681. DOI:10.1109/COMST.2017.2705720
5. Chistova N.A., Paramonov A.I., Koucheryavy A.E. The method of forming the digital clusters for communication networks of fifth and subsequent generations based on QoS. *Electrosvyaz*. 2020;7:22–28. (in Russ.) DOI:10.34832/ELSV.2020.8.7.003. EDN:QDEUQG
6. Yu H., Ming Z., Wang C., Taleb T. Network Slice Mobility for 6G Networks by Exploiting User and Network Prediction. *Proceedings of the International Conference on Communications, ICC, 28 May – 01 June 2023, Rome, Italy*. IEEE; 2023. DOI:10.1109/ICC45041.2023.10279739
7. Addad R.A., Dutra D.L.C., Taleb T., Flinck H. Toward Using Reinforcement Learning for Trigger Selection in Network Slice Mobility. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 2021;39(7):2241–2253. DOI:10.1109/jsac.2021.3078501. EDN:UGJVKC
8. Volkov A.N., Muthanna A.S.A., Kucheryavy A.E., Borodin A.S., Paramonov A.I., Vladimirov S.S. et al. Perspective research of networks and services 2030 in the laboratory 6G MEGANETLAB SPBSUT. *Electrosvyaz*. 2023;6:5–14. (in Russ.) DOI:10.34832/ELSV.2023.43.6.001. EDN:CJSYLS
9. Hu L., Tian Y., Yang J., Taleb T., Xiang L., Hao Y. Ready Player One: UAV-Clustering-Based Multi-Task Offloading for Vehicular VR/AR Gaming. *IEEE Network*. 2019;33(3):42–48. DOI:10.1109/MNET.2019.1800357
10. Chen Y., Sun Y., Wang C., Taleb T. Dynamic Task Allocation And Service Migration in Edge-Cloud IoT System Based on Deep Reinforcement Learning. *IEEE Internet of Things Journal*. 2022;9(18):16742–16757. DOI:10.1109/JIOT.2022.3164441. EDN:XSAUUL
11. Ming Z., Li X., Sun C., Fan Q., Wang X., Leung V.C.M. Dependency-Aware Hybrid Task Offloading in Mobile Edge Computing Networks. *Proceedings of the International Conference on Parallel and Distributed Systems, ICPADS, 14–16 December 2021, Beijing, China*. IEEE; 2021. p.225–232. DOI:10.1109/ICPADS53394.2021.00034

Статья поступила в редакцию 04.08.2025; одобрена после рецензирования 29.08.2025; принята к публикации 01.09.2025.

The article was submitted 04.08.2025; approved after reviewing 29.08.2025; accepted for publication 01.09.2025.

## Информация об авторах:

**АЛЬ-КЕРЕА**  
**Захраа Ахмед Хуссейн**

аспирант кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  
<https://orcid.org/0009-0002-1659-8169>

**МУТХАННА**  
**Аммар Салех Али**

доктор технических наук, доцент, профессор кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  
<https://orcid.org/0000-0003-0213-8145>

**КУЧЕРЯВЫЙ**  
**Андрей Евгеньевич**

доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  
<https://orcid.org/0000-0003-4479-2479>

Кучерявый А.Е. является членом редакционного совета журнала «Труды учебных заведений связи» с 2016 г., но не имеет никакого отношения к решению опубликовать эту статью. Статья прошла принятую в журнале процедуру рецензирования. Об иных конфликтах интересов авторы не заявляли.

Научная статья

УДК 004.7+004.738.2: 004.738.5

<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-4-28-50>

EDN:QQQMHX



## Математическая модель системы MIMO-NOMA

- ✉ Илья Владимирович Гришин<sup>1</sup>, [grishin.iv@sut.ru](mailto:grishin.iv@sut.ru)
- Григорий Алексеевич Фокин<sup>1</sup>, [fokin.ga@sut.ru](mailto:fokin.ga@sut.ru)
- Алла Александровна Калинин<sup>1</sup>, [kalina110694@gmail.com](mailto:kalina110694@gmail.com)
- Александр Михайлович Синильников<sup>2</sup>, [sinilam01@gmail.com](mailto:sinilam01@gmail.com)

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

<sup>2</sup>Национальный исследовательский центр телекоммуникаций им. М.И. Кривошеева, филиал, Санкт-Петербург, 192029, Российская Федерация

### Аннотация

**Актуальность исследования.** Современные сети мобильной связи нового поколения предъявляют крайне высокие требования к спектральной эффективности, надежности и устойчивости работы в условиях городской застройки и высокой плотности пользователей. Технология MIMO-NOMA, несмотря на доказанный потенциал, требует пересмотра существующих моделей в связи с необходимостью учета пространственной динамики пользователей, поляризационных искажений, аппаратной нелинейности и ошибок оценки канала. Отсутствие комплексных моделей, способных учесть эти факторы одновременно, значительно ограничивает возможность адекватной оптимизации систем в практических сценариях.

**Целью исследования** является построение полной математической модели участка MIMO-NOMA между прекодером и схемой сложения в комплексной низкочастотной области, учитывающей движение и ориентацию терминалов, поляризацию антенн, нелинейности усилителей и ошибки CSI для анализа и оптимизации алгоритмов прекодирования и SIC.

**Методы исследования.** В рамках моделирования применены: стохастические процессы (включая модель Орнштейна – Уленбека и социальные силы) для описания движения пользователей; аналитическая геометрия для описания пространственной ориентации антенн; методы теории электромагнитного распространения для моделирования кросс-поляризационных эффектов; модели Салеха и Вольтерра для описания нелинейности усилителей мощности в диапазонах FR1 и FR2.

**Результаты исследования.** Получена векторная модель сигнала, учитывающая влияние ориентации терминала, интерференции, поляризационных и нелинейных искажений, а также ошибок CSI. Выведены аналитические выражения для оценки SINR, SER, пропускной способности и энергетической эффективности с учетом всех искажений. Проведен сравнительный анализ предложенной модели с существующими стандартами (3GPP, ITU-R) и академическими подходами (DL-based, IRS-assisted), показавший ее преимущество по степени реализма и аналитической полноте.

**Научная новизна.** Впервые предложена математическая модель системы MIMO-NOMA, одновременно учитывающая динамику терминалов, двойную поляризацию, нелинейности с эффектами памяти и многолучевые сценарии, обеспечивая аналитическое описание в едином пространстве параметров.

**Теоретическая и практическая значимость.** Модель уточняет описание канала MIMO-NOMA и поддерживает оптимизацию прекодеров, схем сложения в комплексной низкочастотной области и алгоритмов SIC в сетях мобильной связи нового поколения, особенно в условиях высокой подвижности и плотной городской застройки.

**Ключевые слова:** MIMO-NOMA, пространственное мультиплексирование, двойная поляризация, нелинейность усилителей, ошибки CSI, мобильность пользователей, последовательное устранение интерференции

**Ссылка для цитирования:** Гришин И.В., Фокин Г.А., Калинин А.А., Синильников А.М. Математическая модель системы MIMO-NOMA // Труды учебных заведений связи. 2025. Т. 11. № 4. С. 28–50. DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-4-28-50. EDN:QQQMHX

Original research  
<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-4-28-50>  
EDN:QQQMHX

# Mathematical Model of the MIMO-NOMA System

 Ilya V. Grishin<sup>1</sup> ✉, [grishin.iv@sut.ru](mailto:grishin.iv@sut.ru)  
 Gregoriy A. Fokin<sup>1</sup>, [fokin.ga@sut.ru](mailto:fokin.ga@sut.ru)  
 Alla A. Kalinkina<sup>1</sup>, [kalina110694@gmail.com](mailto:kalina110694@gmail.com)  
 Aleksandr M. Sinilnikov<sup>2</sup>, [sinilam01@gmail.com](mailto:sinilam01@gmail.com)

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

<sup>2</sup>The M.I. Krivosheev National Research Center for Telecommunications, Saint Petersburg Branch  
St. Petersburg, 192029, Russian Federation

## Annotation

**Relevance of the Study.** Modern next-generation mobile networks impose extremely high requirements on spectral efficiency, reliability, and robustness in urban environments with high user density. The MIMO-NOMA technology, despite its proven potential, requires a revision of existing models due to the need to account for users' spatial dynamics, polarization distortions, hardware nonlinearity, and channel state information (CSI) estimation errors. The lack of comprehensive models capable of simultaneously addressing these factors significantly limits the ability to effectively optimize systems in practical scenarios.

**Research Objective.** The study aims to develop a comprehensive mathematical model of the MIMO-NOMA segment between the precoder and the summation scheme in the complex baseband domain, accounting for terminal mobility and orientation, antenna polarization, amplifier nonlinearities, and CSI errors, to analyze and optimize precoding and successive interference cancellation (SIC) algorithms.

**Research Methods.** The modeling incorporates: stochastic processes (including the Ornstein–Uhlenbeck model and social force models) to describe user mobility; analytical geometry to represent the spatial orientation of antennas; electromagnetic propagation theory methods to model cross-polarization effects; and Saleh and Volterra models to describe power amplifier nonlinearities in the FR1 and FR2 frequency ranges.

**Research Results.** A vector signal model was derived, incorporating the effects of terminal orientation, interference, polarization and nonlinear distortions, and CSI errors. Analytical expressions were obtained for evaluating SINR, SER, throughput, and energy efficiency, considering all distortions. A comparative analysis of the proposed model against existing standards (3GPP, ITU-R) and academic approaches (DL-based, IRS-assisted) demonstrated its superiority in terms of realism and analytical completeness.

**Scientific Novelty.** For the first time, a mathematical model of the MIMO-NOMA system is proposed that simultaneously accounts for terminal dynamics, dual polarization, nonlinearities with memory effects, and multipath scenarios, providing an analytical description within a unified parameter space.

**Theoretical and Practical Significance.** The model refines the description of the MIMO-NOMA channel and supports the optimization of precoders, summation schemes in the complex baseband domain, and SIC algorithms in next-generation mobile networks, particularly in conditions of high mobility and dense urban environments.

**Keywords:** MIMO-NOMA, spatial multiplexing, dual polarization, amplifier nonlinearity, CSI errors, user mobility, successive interference cancellation (SIC)

**For citation:** Grishin I.V., Fokin G.A., Kalinkina A.A., Sinilnikov A.M. Mathematical Model of the MIMO-NOMA System. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2025;11(4):28–50. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-4-28-50. EDN:QQQMHX

## 1. Введение

Современные беспроводные сети, особенно в условиях 5G, предъявляют высокие требования к пропускной способности, надежности и адаптивности систем связи. Технологии MIMO и NOMA

позволяют существенно повысить спектральную эффективность за счет использования пространственного разделения потоков и неортогонального доступа пользователей [1]. Однако реальное применение этих методов сталкивается с рядом трудностей, связанных с динамичной природой

сред городской среды, изменениями движения и ориентации пользовательских устройств, а также сложностями формирования и приема многолучевых сигналов с различными поляризационными характеристиками.

Обзор зарубежной литературы, посвященной системам MIMO-NOMA, выявил, что большинство исследований основаны на статических моделях, игнорирующих изменчивость скорости и направления движения, что снижает практическую применимость результатов. Анализ русскоязычных публикаций показывает острый дефицит исследований в данной области.

Целью данной работы является разработка математической модели системы MIMO-NOMA. Основной акцент делается на части системы MIMO-NOMA, расположенной между прекодером на стороне передачи и схемой сложения в комплексной низкочастотной (НЧ) области на стороне приема. Разрабатываемая модель должна учитывать ключевые факторы, оказывающие влияние на сигналы в данном промежуточном звене – динамику движения и вращения пользовательских устройств, изменения поляризации под воздействием многолучевого распространения и неидеальности оценок параметров канала. Такой комплексный подход позволяет провести последующий анализ и оптимизацию методов кластеризации пользователей, матриц прекодирования и комбинирования, направленный на улучшение качества связи, повышение отношения сигнал / шум + интерференция (SINR, аббр. от англ. Signal Interference + Noise Ratio) и обеспечение устойчивости работы системы в динамичных условиях.

В статье представлена подробная схема моделирования, включающая развернутые математические модели сигнала на выходе схемы сложения в комплексной НЧ области для одно- и двухполяризационных систем MIMO-NOMA. Особое внимание уделено построению модели канала, в которой интегрированы эффекты движения, вращения, динамических изменений ориентации антенн и поляризационных преобразований. Также рассматриваются модели нелинейности усилителей мощности с учетом эффектов памяти, что критично для корректного воспроизведения реалистичных условий работы усилительных цепей.

Разработка данной математической модели является важным шагом для дальнейшего исследования эффективности алгоритмов предварительного кодирования и комбинирования. Полученные результаты могут быть применены для оптимизации работы многопользовательских систем, минимизации межпользовательской интерференции и повышения общего качества сигнала при передаче данных в условиях высокой динамики и сложного распространения радиоволн.

## 2. Положение и ориентация пользовательских устройств

Развитие сетей связи нового поколения, и внедрение технологии MIMO-NOMA требуют принципиально новых подходов к моделированию пространственной локализации и динамики перемещений пользовательских устройств. Это обусловлено необходимостью учитывать не только высокую плотность подключений и мобильность объектов, но и сложные взаимодействия между многолучевыми сигналами, интерференцией и изменяющимися условиями распространения. Математические модели, описывающие траектории, скорость и взаимное расположение устройств, становятся ключевым инструментом для оптимизации ресурсов, адаптации параметров передачи в реальном времени и обеспечения устойчивости связи в условиях нестационарности каналов.

Особую значимость приобретают методы, сочетающие динамические системы для прогнозирования перемещений, имитационные модели для анализа сетевых топологий и уравнения, описывающие пространственно-временные зависимости. Такой подход позволяет не только минимизировать задержки и энергопотребление, но и обеспечивать безопасность за счет динамического перераспределения ресурсов в зависимости от местоположения пользовательских устройств. Разработка модели, интегрирующей данные о мобильности в алгоритмы MIMO-NOMA, открывает путь к реализации высоконадежных сценариев для приложений, где точность локализации и скорость реакции на изменения критичны.

### 2.1. Модель движения пользователя и ориентации абонентского терминала

Процесс перемещения пользователя в пространстве может быть в полной мере описан следующими уравнениями:

– положение пользователя

$$\mathbf{r}(t) = [r^1(t), r^2(t), r^3(t)]^T = \mathbf{r}(0) + \int_0^t \mathbf{v}(\tau) d\tau, \quad (1)$$

– скорость перемещения

$$\mathbf{v}(t) = [v^1(t), v^2(t), v^3(t)]^T = \mathbf{v}(0) + \int_0^t \mathbf{a}(\tau) d\tau, \quad (2)$$

– ускорение

$$\mathbf{a}(t) = [a^1(t), a^2(t), a^3(t)]^T = \frac{d\mathbf{v}(t)}{dt} = \frac{d^2\mathbf{r}(t)}{dt^2}, \quad (3)$$

где  $\mathbf{r}(0)$  и  $\mathbf{v}(0)$  задают начальное положение пользователя в системе координат базовой станции (БС) и начальную скорость его движения; ускорение (3) представляет собой произвольную векторную функцию времени, задающую изменение величины

и направления;  $r^i(t), v^i(t), a^i(t), i = 1...3$  – значения координат, скорости и ускорения пользователя вдоль осей координат.

В условиях города движение пользователей (например, пешеходов, автомобилей, дронов) характеризуется частыми изменениями скорости и направления. Эти изменения напрямую связаны с компонентами ускорения:

$$\mathbf{a}(t) = \mathbf{a}_{||}(t) \cdot \mathbf{T}(t) + \mathbf{a}_{\perp}(t) \cdot \mathbf{N}(t) = \frac{d|\mathbf{v}|}{dt} \cdot \frac{\mathbf{v}(t)}{|\mathbf{v}(t)|} + \frac{|\mathbf{v}|^2}{\rho(t)} \cdot \frac{\mathbf{v}(t) \times (\mathbf{a}(t) \times \mathbf{v}(t))}{|\mathbf{v}(t)| \cdot |\mathbf{a}(t) \times \mathbf{v}(t)|}, \mathbf{a}(t) \nparallel \mathbf{v}(t), \quad (4)$$

где векторы  $\mathbf{a}_{||}(t)$  и  $\mathbf{a}_{\perp}(t)$  определяют тангенциальное (изменение величины скорости) ускорение и нормальное (изменение направления скорости) ускорения;  $\mathbf{T}(t)$  – единичный касательный вектор;  $\mathbf{N}(t)$  – единичный вектор нормали к траектории;  $\rho(t) = \frac{|\mathbf{v}(t)|^3}{|\mathbf{a}(t) \times \mathbf{v}(t)|}$  – радиус кривизны траектории, операторы  $\cdot$  и  $\times$  обозначают произведение вектора на скаляр и векторное произведение, соответственно.

В таблице 1 приведены примеры сценариев мобильности пользователей, характерных для городских условий.

ТАБЛИЦА 1. Сценарии мобильности пользователей в городских условиях

TABLE 1. User Mobility Scenarios in Urban Conditions

Компонента	Параметр
Тангенциальное ускорение	Сценарий
	– разгон автомобиля после остановки на светофоре; – торможение перед пешеходным переходом
	Влияние на систему
	Высокое тангенциальное ускорение увеличивает доплеровский сдвиг, что требует адаптивной подстройки частоты сигнала и повышает сложность демодуляции
Нормальное ускорение	Сценарий
	– Поворот автомобиля на перекрестке – Движение пешехода по извилистой дороге
	Влияние на систему
	Нормальное ускорение изменяет направления прихода (DoA, аббр. от англ. Direction of Arrival) и ухода (DoD, аббр. от англ. Direction of Departure) сигналов, что критично для работы антенн и пространственного мультиплексирования (SM, аббр. от англ. Spatial Multiplexing)

Компоненты ускорения позволяют количественно описать динамику пользователей в городских условиях. Их учет в моделях MIMO-NOMA-SM повышает точность прогнозирования характеристик канала и адаптивность системы к реальным сценариям.

Подстановка выражения (2) в (1) с учетом (4) позволяет получить интегральную форму модели движения:

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{r}(0) + \int_0^t \int_0^{\tau} \mathbf{a}(\chi) d\chi d\tau = \mathbf{r}(0) + \int_0^t \int_0^{\tau} [\mathbf{a}_{||}(\chi)\mathbf{T}(\chi) + \mathbf{a}_{\perp}(\chi)\mathbf{N}(\chi)] d\chi d\tau. \quad (5)$$

Модель движения пользователя описывается векторными интегральными уравнениями, где переменное ускорение определяет криволинейность траектории через изменение направления и величины скорости. Для конкретных сценариев используются параметрические уравнения с учетом начальных условий и зависимостей.

В данной модели системы для моделирования сложных траекторий пользователей предлагается применить сплайн-интерполяцию. Это позволяет получить гладкие и реалистичные траектории, необходимые для расчета скорости, ускорения и доплеровского сдвига. В сводной таблице 2 предложены модели движения пешеходов и автомобильного транспорта с последующей обработкой сплайнами для ряда типовых сценариев.

ТАБЛИЦА 2. Модели движения пользователей

TABLE 2. User Movement Patterns

Объект	Модель	Применение	Постобработка
Человек	Орнштейна – Уленбека [2]	Индивидуальное движение	Кубические сплайны
	Социальных сил [3]	Учет групповых взаимодействий	
Автомобиль	Расширенная 3D-модель велосипеда [4]	Резкий поворот на перекрестке	Кубические сплайны
	Полиномиальная модель [5]	Смена полосы с обгоном	

## 2.2. Модели движения пешеходов

### 2.2.1. Модель движения на основе процесса

#### Орнштейна – Уленбека

Модель индивидуального движения на основе процесса Орнштейна – Уленбека использует стохастические дифференциальные уравнения для описания динамики координат, скорости, ускорения и задержки пешехода. Данный процесс характеризуется тем, что каждая компонента стремится к некоторому целевому значению, а случайные флуктуации моделируются с помощью гауссовского шума. Процесс Орнштейна – Уленбека может быть описан системой уравнений вида:

$$\begin{cases} d\mathbf{r}(t) = \mathbf{v}(t)dt \\ d\mathbf{v}(t) = \beta_{ou}(\bar{\mathbf{v}}(\tau(t)) - \mathbf{v}(t))dt + \sigma_v d\mathbf{W}_v(t) \\ d\mathbf{a}(t) = \gamma_{ou}(\bar{\mathbf{a}}(\tau(t)) - \mathbf{a}(t))dt + \sigma_a d\mathbf{W}_a(t) \\ d\tau(t) = \lambda_{ou}(\bar{\tau} - \tau(t))dt + \sigma_{\tau} d\mathbf{W}_{\tau}(t) \end{cases} \quad (6)$$

где  $\beta_{ou}$ ,  $\gamma_{ou}$ ,  $\lambda_{ou}$  – коэффициенты, определяющие скорость возврата скорости, ускорения и задержки к целевым значениям  $\bar{\mathbf{v}}$ ,  $\bar{\mathbf{a}}$ ,  $\bar{\tau}$  в процессе Орнштейна – Уленбека, которые подбираются на основе экспериментальных данных о поведении пешеходов.

При этом:

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{v}}(\tau(t)) &= \bar{\mathbf{v}}_0 \exp(-\alpha_{ou}\tau(t)), \\ \bar{\mathbf{a}}(\tau(t)) &= \bar{\mathbf{a}}_0 \exp(-\alpha_{ou}\tau(t)),\end{aligned}$$

где  $\alpha_{ou}$  – коэффициент чувствительности;  $\bar{\mathbf{v}}_0$  и  $\bar{\mathbf{a}}_0$  – базовые целевые значения скорости и ускорения.

Параметры  $\sigma_v$ ,  $\sigma_a$ ,  $\sigma_\tau$  в (6) определяют интенсивности случайных флуктуаций скорости, ускорения и задержки, а  $\mathbf{W}_v(t)$ ,  $\mathbf{W}_a(t)$ ,  $W_\tau(t)$  определяют независимые винеровские процессы.

Такой подход позволяет учитывать естественную инерцию и корреляцию в движении. В контексте движения человека, например, между принятием решения пешехода повернуть и фактическим изменением направления движения возникает задержка около 100 мс при нормальной скорости ходьбы (~1,5 м/с), целевое значение  $\bar{\tau} \approx 0,08$  с, время релаксации  $\tau_{\text{delay}} = \lambda_{ou}^{-1} = 1,2$  с, а  $\sigma_\tau = 1,85$ . Уравнение (6) демонстрирует, как задержка возвращается к своему целевому значению, но может колебаться из-за случайных факторов.

Следует отметить, что уравнение (6), описывающее ускорение как независимый процесс Орнштейна – Уленбека, повышает реалистичность динамики. Однако оно может быть исключено из системы, если экспериментальные данные не подтверждают значимую связь задержки, или если упрощение модели не приводит к существенной потере точности при ее практическом использовании с ускорением.

### 2.2.2. Модель движения на основе процесса социальных сил

Модель движения на основе процесса социальных сил (SFM, аббр. от англ. Social Force Model) представляет физико-психологическую модель, описывающую движение пешеходов под воздействием «социальных сил», таких как:

- сила притяжения к цели (желание прибыть на место к определенному времени);
- силы отталкивания от других людей и препятствий;
- силы взаимодействия (например, групповое поведение или избегание столкновений).

Данная модель достаточно точно описывает движение групп пешеходов в толпе, позволяет прогнозировать коллективное поведение, подходит для сценариев с препятствиями и сложной геометрией пространства.

Основное выражение модели SFM имеет вид:

$$\begin{aligned}m_k \frac{d\mathbf{v}_k(t)}{dt} &= m_k \frac{\bar{\mathbf{v}}_k - \mathbf{v}_k(t)}{\tau_k} + \\ &+ \sum_{l \neq k} \mathbf{f}_{k,l}(t) + \sum_{m \neq k} \mathbf{f}_{k,m}^{\text{obs}}(t),\end{aligned}\quad (7)$$

где  $m_k$  – масса пешехода  $k$ ;  $\bar{\mathbf{v}}_k$  – целевая скорость пешехода  $k$  (может быть постоянной или зависеть от времени);  $\tau_k$  – время релаксации (постоянная величина для пешехода  $k$ );  $\mathbf{f}_{k,l}(t)$  – сила взаимодействия с другими пешеходами;  $\mathbf{f}_{k,l}^{\text{obs}}(t)$  – сила отталкивания от препятствий.

Силы взаимодействия между пешеходами  $\mathbf{f}_{k,l}(t)$  рассчитываются на основе текущих положений и скоростей пешеходов:

$$\begin{aligned}\mathbf{f}_{k,l}(t) &= A \cdot \exp(-d_{kl}(t)/B) \mathbf{n}_{k,l}(t) + \\ &+ C \cdot \Delta v_{k,l}^{\text{tg}}(t) \mathbf{t}_{k,l}(t),\end{aligned}\quad (8)$$

где  $d_{kl}(t)$  – расстояние между пешеходами  $k$  и  $l$ ;  $\mathbf{n}_{kl}(t)$  – вектор нормали от  $k$  к  $l$ ;  $\Delta v_{k,l}^{\text{tg}}$  – тангенциальная разница скоростей;  $\mathbf{t}_{k,l}(t)$  – тангенциальный единичный вектор; параметр  $A$  представляет собой коэффициент интенсивности силы отталкивания, который определяет, насколько сильно пешеходы стремятся избегать друг друга при сближении; параметр  $B$  определяет масштаб расстояния, на котором начинает действовать сила отталкивания; параметр  $C$  – это коэффициент, который определяет интенсивность силы, вызванной относительным движением пешеходов, особенно когда их скорости различаются вдоль направления их контакта (тангенциальная разница скоростей).

Векторы силы отталкивания от препятствий  $\mathbf{f}_{kl}^{\text{obs}}(t)$  определяются расстоянием между пешеходом и препятствием:

$$\mathbf{f}_{k,m}^{\text{obs}}(t) = A_{\text{obs}} \cdot \exp(-d_{k,m}(t)/B_{\text{obs}}) \mathbf{n}_{k,m}(t) \quad (9)$$

где  $d_{km}(t)$  – расстояние между пешеходом  $k$  и препятствием  $m$ ;  $\mathbf{n}_{k,m}(t)$  – вектор нормали от  $k$  к  $m$ ;  $A_{\text{obs}}$  – параметр, определяющий интенсивность отталкивания от препятствий;  $B_{\text{obs}}$  – параметр, характеризующий расстояние, на котором начинает действовать сила отталкивания.

## 2.3. Модели движения автомобиля

### 2.3.1. Модель поворота на перекрестке

Маневр поворота на перекрестке представляет собой типовой сценарий движения транспортного средства с высокой пространственной и кинематической сложностью. Его корректное моделирование необходимо для адекватного описания изменений ориентации антенн, векторов скорости, углов доплеровского сдвига, DoA и DoD сигналов, а также для расчета фазовых и амплитудных искажений при приеме на планарных антенных решетках (АР).

Положение автомобиля в пространстве задается вектором  $\mathbf{r}(t) = [r^1(t), r^2(t), r^3(t)]^T$ , а его ориентация – вектором  $\Theta_a(t) = [\Theta_a^k(t), \Theta_a^{HT}(t)]^T$ , где  $\Theta_a^k(t)$  – угол курса автомобиля, а  $\Theta_a^{HT}(t) = f(\text{рельеф}, t)$  – угол наклона траектории, который может быть связан с геометрией траектории, если используется аппроксимация сплайном через параметр длины дуги  $S$ :

$$\Theta_a^{HT}(t) = k_{HT} \frac{dr^3(t)}{dS},$$

где  $k_{HT}$  – коэффициент, связывающий уклон с углом.

Кинематическая модель движения может быть компактно записана через вектор скорости и угловые скорости:

$$\begin{cases} \mathbf{r}'(t) = \mathbf{v}(t) \\ \Theta'_a(t) = \boldsymbol{\omega}(t) \end{cases} \quad (10)$$

где  $\mathbf{v}(t) = v(t)\mathbf{u}(t)$  – вектор линейной скорости;  $\boldsymbol{\omega}(t) = [\omega_k(t), \omega_{HT}(t)]^T$  – вектор угловой скорости;  $\mathbf{u}(t)$  – единичный вектор направления движения.

Скорость направлена вдоль траектории движения и зависит от ориентации:

$$\mathbf{v}(t) = v(t) \cdot \begin{bmatrix} \cos(\Theta_a^k(t)) \cdot \cos(\Theta_a^{HT}(t)) \\ \sin(\Theta_a^k(t)) \cdot \cos(\Theta_a^{HT}(t)) \\ \sin(\Theta_a^{HT}(t)) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v^1(t) \\ v^2(t) \\ v^3(t) \end{bmatrix}, \quad (11)$$

Угловая скорость связана с параметрами рулевого управления:

$$\boldsymbol{\omega}(t) = \begin{bmatrix} v(t)\cos\beta(t)/L \cdot \text{tg}\varphi(t) \\ \Theta_a^{HT}(t) \end{bmatrix}, \quad (12)$$

где  $\varphi(t)$  – угол поворота передних колес;  $\beta = \arctg\left(\frac{l_r}{l_f+l_r} \cdot \text{tg}(\varphi)\right)$  – угол скольжения;  $\Theta_a^k(t) = v(t)\cos\beta(t)/L \cdot \text{tg}\varphi(t)$  – скорость изменения угла наклона, зависящая от погодных условий;  $L = l_n + l_s$  – колесная база;  $l_n, l_s$  – расстояния от центра масс до передней/задней оси.

### 2.3.2. Модель смены полосы с обгоном

Для аппроксимации траектории смены полосы с обгоном используется полиномиальная модель, которая обеспечивает плавность маневра и учитывает динамику автомобиля.

Траектория в поперечном направлении аппроксимируется полиномом 5-й степени:

$$r_A^2(t) = \sum_{k=0}^5 a_{A,k} t^k,$$

где  $a_{A,k}$  – коэффициенты полинома, определяемые из граничных условий, задаваемые в начальный ( $t = 0$ ) и конечный ( $t = T$ ) моменты времени, где  $T$  – время перестройки автомобиля.

Параметры обгоняющего (A) и обгоняемого автомобилей представлены в таблице 3.

Граничными условиями являются требования плавности:

$$r_A^2(0), r_A^2(T) = \bar{r}_A^2,$$

где  $\bar{r}_A^2$  – целевая координата;

$$r_A'^2(0) = 0, r_A'^2(T) = 0 \text{ – нулевая скорость;}$$

$$r_A''^2(0) = 0, r_A''^2(T) = 0 \text{ – нулевое ускорение.}$$

ТАБЛИЦА 3. Параметры движения автомобилей

TABLE 3. Vehicle Movement Parameters

Параметр	Обгоняющий (A)	Обгоняемый (B):
Начальная позиция	$r_A(t) = [r_A^1(0), r_A^2(0), 0]^T$	$r_B(t) = [r_B^1(0), r_B^2(0), 0]^T$
Начальная скорость (продольная / поперечная)	$v_A^1(0), v_A^2(0) = 0$	$v_B^1(0), v_B^2(0) = 0$
Ускорение (продольное / поперечное)	$a_A^1(0),$ поперечное задается траекторией	$a_B^1(0) = 0, a_B^2(0) = 0$

Уравнения движения автомобиля A имеют вид: продольное

$$r_A^1(t) = r_A^1(0) + v_A^1(0) \cdot t + \frac{1}{2} a_A^1(t) \cdot t^2,$$

поперечное

$$r_A^2(t) = \bar{r}_A^2(0) + (\bar{r}_A^2 - r_A^2(0)) \times (10(t/T)^3 - 15(t/T)^4 + 6(t/T)^5),$$

вертикальное

$$r_A^3(t) = 0,$$

поперечное ускорение

$$a_A^2(t) = 2(\bar{r}_A^2 - r_A^2(0)) \cdot T^{-2}.$$

Уравнения движения автомобиля B имеют вид:

$$r_B^1(t) = r_B^1(0) + v_B^1(0) \cdot t,$$

$$r_B^2(t) = r_B^2(0), r_B^3(t) = 0.$$

Условие обгона должно гарантировать, что к моменту завершения маневра перестроения (время  $T$ ) автомобиль A не только догонит обгоняемый автомобиль B, но и создаст перед ним безопасную дистанцию  $L$ . Это необходимо, чтобы избежать риска столкновения при возврате на исходную полосу или в случае внезапного изменения скорости автомобиля B:

$$r_A^1(t) \geq r_B^1(t) + L. \quad (13)$$

Подстановка уравнений продольного движения в (13) дает выражение следующего вида:

$$r_A^1(0) + v_A^1(0) \cdot T + \frac{1}{2} a_A^1(t) \cdot T^2 \geq r_B^1(0) + v_B^1(0) \cdot T + L.$$

Согласно условию безопасности, минимальное расстояние между автомобилями на протяжении всего маневра перестроения (от начала до времени  $T$ ) будет превышать расстояние, при котором возможен риск столкновения:

$$\sqrt{(r_A^1(t) - r_B^1(t))^2 + (r_A^2(t) - r_B^2(t))^2} \geq d_{\min} \quad (14)$$

$$\forall t \in [0, T].$$

Динамические ограничения отражают физические возможности автомобиля и комфорт водителя / пассажиров.

Продольное ускорение:

$$|a_A^1(t)| \leq a_{\max}.$$

Поперечное ускорение:

$$|r_A''^2(t)| =$$

$$= \left| \left( \bar{r}_A^2 - r_A^2(0) \right) / T^2 \cdot (60t/T - 180(t/T)^2 + 120(t/T)^3) \right| \leq$$

$$\leq a_{A,\max}^2.$$

Представленная полиномиальная модель задает траектории движения, гарантирует плавность маневра и безопасность, учитывая динамические ограничения.

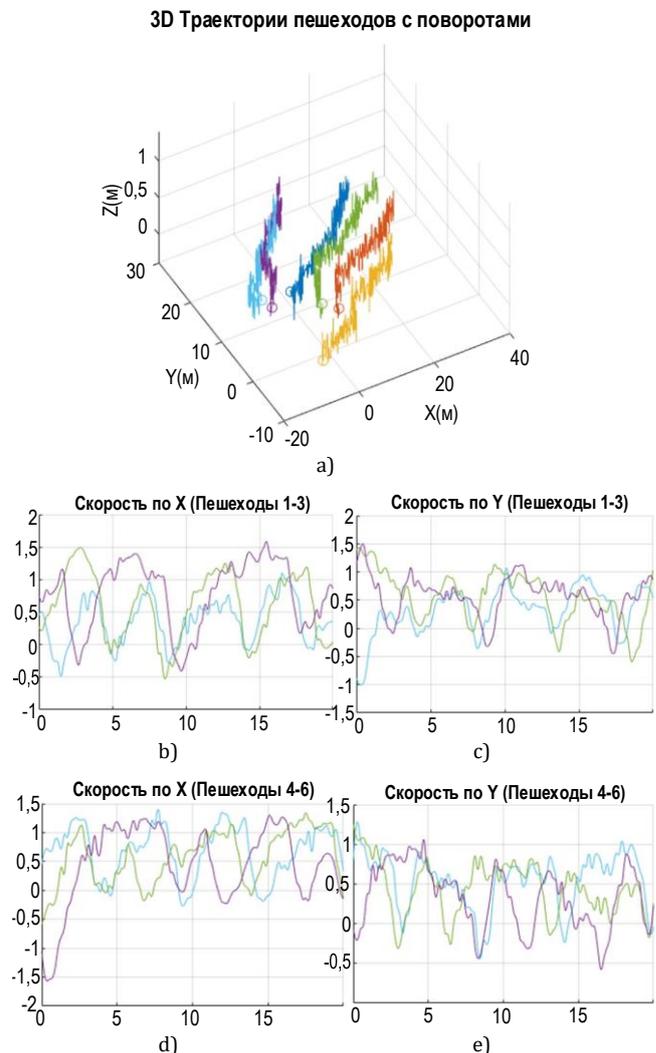
#### 2.4. Обоснование выбора типа сплайнов для интерполяции

В таблице 2 указаны 2 типа сплайнов, применяемых для интерполяции: кубические сплайны и сплайн Эрмита 5-го порядка, выбор которых обусловлен тем, что они обеспечивают непрерывность первой (C1) и второй (C2) производных, сохраняя направление, скорость, кривизну и ускорение, исключая резкие скачки (рывки). Это критично для реалистичного моделирования движения людей. Кубические сплайны также поддерживают G2-непрерывность (плавность кривизны), что важно для визуальной и физической корректности траекторий. Поскольку резкие изменения скорости или ускорения приводят к дискомфорту пассажиров, то кубические сплайны также подходят для моделирования разворота автомобиля на перекрестке.

Однако кубический сплайн не может выполнить все 6 граничных условий для модели перестроения с обгоном (требует задания только 4 условий) и приводит к ненулевым ускорениям на границах, что недопустимо для плавного старта / остановки перестроения. Поэтому для данной модели был выбран сплайн Эрмита 5-го порядка, который гарантирует выполнение всех граничных условий, минимальный рывок, плавное изменение ускорения, простоту вычислений и контроля параметров.

Пример интерполяции кубическим сплайном движения группы пешеходов на основе процесса SFM представлен на рисунке 1. Визуализация приведена только для сценария SFM, поскольку именно он демонстрирует наибольшую сложность и вариативность траекторий, что позволяет нагляд-

но показать преимущества выбранных интерполяционных методов.



**Рис. 1. Интерполяция кубическим сплайном движения группы пешеходов на основе процесса SFM: траектории движения пешеходов 1–6 в пространстве (а); графики скорости движения пешеходов: 1–3 вдоль оси OX (б) и вдоль оси OY (с); 4–6 вдоль оси OX (д) и вдоль оси OY (е)**

*Fig. 1. Cubic Spline Interpolation of the Motion of a Group of Pedestrians Based on the SFM Process: Trajectories of Pedestrians 1–6 in Space (a); Velocity Graphs of Pedestrians: 1–3 Along the OX Axis (b) and Along the OY Axis (c); 4–6 Along the OX Axis (d) and Along the OY Axis (e)*

Остальные модели, построенные на основе параметрических уравнений движения, обладают предсказуемым и формализованным поведением и не требуют отдельной иллюстрации. Отрицательное значение кривой проекции вектора скорости (см. рисунок 1) означает, что в соответствующий момент проекция скорости направлена противоположно выбранному положительному направлению оси (например, разворот или движение в противоположном направлении относительно принятого положительного направления оси).

Полученные в формулах (1–14) временные зависимости координат, скоростей и ориентации

каждого абонентского терминала (АТ) служат входными параметрами для геометрической модели канала. Эти величины напрямую определяют задержки прихода, направления прихода и ухода многолучевых компонент в матрице канала.

Таким образом, динамика движения, представленная в данном разделе, определяет эволюцию канальной матрицы и используется:

*во-первых*, для разделения абонентов по кластерам (пользователи с близкими значениями DoA / DoD и задержками группируются для уменьшения межкластерной интерференции в MIMO-NOMA);

*во-вторых*, для адаптивного прекодирования и комбинирования (сложения в комплексной НЧ области) – известные траектории позволяют прогнозировать изменение канала и заранее корректировать весовые коэффициенты блоков гибридных устройств в радиочастотном диапазоне и основной полосе, минимизируя остаточную интерференцию;

*в-третьих*, для оптимизации процедуры SIC (параметры скорости и направления влияют на стабильность оценки CSI, что учитывается при выборе порядка декодирования и схем компенсации доплеровского сдвига).

Интеграция этой информации позволяет строить гибридные прекодеры и схемы сложения в комплексной НЧ области, учитывающие не только мгновенные оценки канала, но и его прогнозируемое изменение во времени.

### 3. Модель системы MIMO-NOMA

#### 3.1. Исходные данные

Ключевая задача системы MIMO-NOMA заключается в эффективном разделении пользователей с разными уровнями мощности и пространственными характеристиками. Пространственное мультиплексирование в MIMO увеличивает скорость

передачи за счет одновременной передачи нескольких потоков данных через разные антенны. Каждый поток предназначается отдельной группе пользователей, объединенных в кластер.

Рассмотрим систему MIMO-NOMA-SM, обладающую следующими параметрами:

- количество обслуживаемых пользователей  $K$ ;
- количество кластеров  $C$ ;
- количество пользователей в кластере  $c \in \{1 \dots C\}$   $K_c$ ;
- количество антенн БС  $M$ ;
- количество антенн АТ  $k$ -го пользователя  $N_k$ ;
- количество пространственных потоков, обслуживающих кластер  $c$   $S_c$ ;
- пользователи перемещаются в пределах радиуса соты с переменной скоростью (включая изменение величины и направления), а их траектория движения является криволинейной (непрямой);
- АТ может находиться в произвольной пространственной конфигурации, его положение (координаты) и ориентация (углы наклона / вращения) меняются в зависимости от действий пользователя.

Это влияет на диаграмму направленности (ДН) антенны, поляризацию сигнала и параметры канала связи.

#### 3.2. Модель сигнала на выходе передатчика базовой станции

Формирование сигнала по линии «вниз», передаваемого БС в кластер  $c$ , в системе MIMO-NOMA (рисунок 2) осуществляется с помощью процедуры суперпозиционного кодирования (SC, *аббр. от англ. Superposition Coding*), согласно которому сигналы пользователей накладываются друг на друга с разными уровнями мощности.

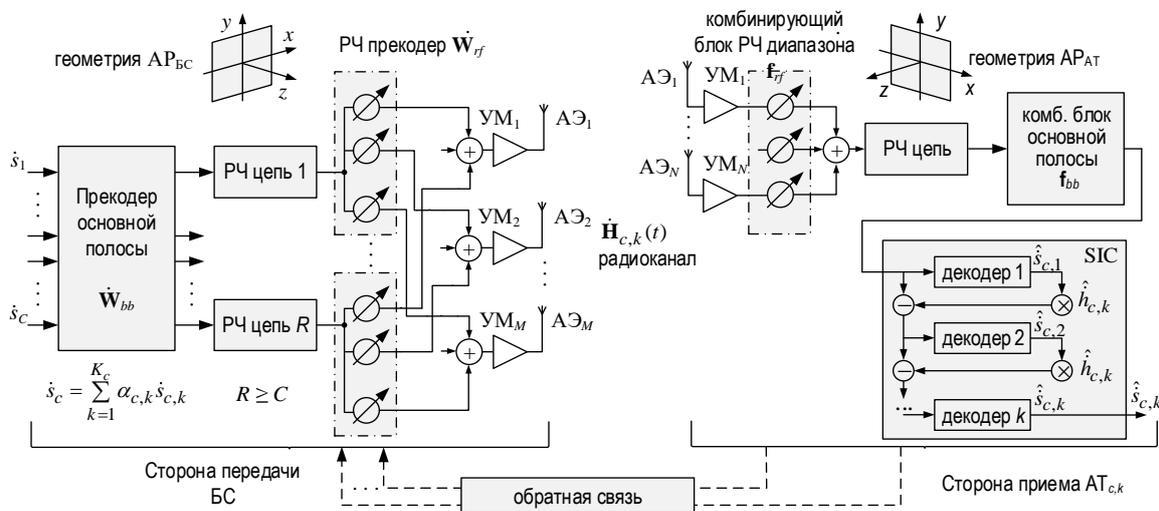


Рис. 2. Система MIMO-NOMA  
Fig. 2. MIMO-NOMA System

Сигнал  $\dot{\mathbf{x}}_c$  задается выражением:

$$\dot{\mathbf{x}}_c(t) = \dot{\mathbf{W}}_c \sum_{k=1}^{K_c} \alpha_{c,k} \dot{s}_{c,k}(t) = \dot{\mathbf{W}}_c \dot{s}_c(t), \quad (15)$$

где  $\alpha_{c,k}$  – вещественный коэффициент распределения мощности, такой, что:

$$\sum_{k=1}^{K_c} \alpha_{c,k}^2 \leq 1, \quad \alpha_{c,1} \geq \alpha_{c,2} \geq \dots \geq \alpha_{c,K_c};$$

$\dot{s}_{c,k}(t)$  – информационный комплексный сигнал, передаваемый пользователю  $k$  в кластере  $c$ ;  $\dot{\mathbf{W}}_c \in \mathbb{C}^{N \times S_c}$  – вектор-столбец матрицы предварительного кодирования  $\dot{\mathbf{W}}$  для кластера  $c$ ; пользователям с худшими условиями в канале БС выделяет на передачу больше мощности согласно принятому алгоритму распределения мощности.

Сигнал на выходе БС в общем виде можно представить как  $\dot{\mathbf{x}}(t) = \dot{\mathbf{W}}\dot{\mathbf{s}}(t)$ , где  $\dot{\mathbf{W}} = [\dot{\mathbf{W}}_1, \dot{\mathbf{W}}_2, \dots, \dot{\mathbf{W}}_C]$ ,  $\dot{\mathbf{W}} \in \mathbb{C}^{M \times C}$  – матрица предварительного кодирования на стороне БС;  $\dot{\mathbf{s}}(t) = [\dot{s}_1(t), \dot{s}_2(t), \dots, \dot{s}_C(t)]^T$  – вектор суперпозиционных сигналов, передаваемых в кластеры.

### 3.3. Модель радиоканала

#### 3.3.1. Модель антенные решетки с учетом пространственного движения абонентского терминала

В сетях 5G-NR с технологией MIMO плоские AP играют ключевую роль в формировании управляемых лучей и повышении спектральной эффективности. Однако пространственное положение пользовательских устройств: прецессия, нутация и собственное вращение напрямую влияет на DoA и DoD сигналов через матрицу поворота  $\mathbf{R}(\Theta_{c,k}(t))$ , где  $\Theta_{c,k}(t)$  – вектор углов вращения:  $\Theta_{c,k}(t) = [\Theta_{c,k}^n(t), \Theta_{c,k}^h(t), \Theta_{c,k}^{cb}(t)]^T$ .

Пусть начало системы координат совпадает с центром масс AP БС:  $\mathbf{r}_{BS} = [0, 0, 0]^T$ . Координаты элементов AP БС в таком случае будут иметь вид:  $\mathbf{p}_m = [p_m^1, p_m^2, 0]^T$ ,  $m = 1 \dots M$ . Положение  $\text{AT}_{c,k}$  в пространстве задается матрицей поворота  $\mathbf{R}(\Theta_{c,k}(t))$ . Местоположение  $\text{AT}_{c,k}$  задается вектором  $\mathbf{r}_{c,k}(t) = [r_{c,k}^1(t), r_{c,k}^2(t), r_{c,k}^3(t)]^T$ , в направлении которого БС передает сигнал в локальной системе БС с азимутом  $\Phi_{c,k}^t$  и углом места  $\Theta_{c,k}^t$ .

Элементы направляющего вектора БС определяются выражением:

$$\begin{aligned} [\hat{\mathbf{a}}_{BS}(\Theta_{c,k}^t, \Phi_{c,k}^t)]_m &= \\ &= M^{-1/2} \exp(-j\beta_v \mathbf{p}_m^T \mathbf{u}(\Theta_{c,k}^t, \Phi_{c,k}^t)), \quad (16) \\ m &= 1 \dots M, \hat{\mathbf{a}}_{BS} \in \mathbb{C}^M, \end{aligned}$$

где  $\beta_v = 2\pi/\lambda_c = 2\pi f_c/c$  – волновое число;  $\lambda_c$  – длина радиоволны на частоте  $f_c$ .

Единичный вектор направления задается выражением:

$$\mathbf{u}_{c,k}(t) = \frac{\mathbf{r}_{k,c}(t) - \mathbf{r}_{BS}}{\|\mathbf{r}_{k,c}(t) - \mathbf{r}_{BS}\|} = \quad (17)$$

$$= [\cos(\Phi_{c,k}^r) \sin(\Theta_{c,k}^r), \sin(\Phi_{c,k}^r) \sin(\Theta_{c,k}^r), \cos(\Theta_{c,k}^r)]^T.$$

Локальные координаты  $n$ -го элемента AP  $\text{AT}_{c,k}$  описываются вектором  $\mathbf{p}_n = [p_n^1, p_n^2, 0]^T$ .

Переход от локальных координат к глобальным осуществляется с помощью пространственных преобразований вида:

$$\tilde{\mathbf{p}}_n(t) = \mathbf{R}(\Theta_{c,k}(t)) \mathbf{p}_n + \|\mathbf{r}_{k,c}(t) - \mathbf{r}_{BS}\| \mathbf{u}_{c,k}(t), \quad \forall n = 1 \dots N. \quad (18)$$

Направление прихода сигнала задается в глобальной системе.

Для учета ориентации  $\text{AT}_{c,k}$  осуществляется преобразование в локальную систему  $\text{AT}_{c,k}$ :

$$\tilde{\mathbf{u}}_{c,k}(t) = \mathbf{R}^T(\Theta_{c,k}(t)) \mathbf{u}_{c,k}(t), \quad (19)$$

где DoA в локальной системе координат  $\tilde{\Theta}_{c,k}^r, \tilde{\Phi}_{c,k}^r$  определяется выражением:

$$\begin{aligned} \tilde{\Theta}_{c,k}^r(t) &= \arccos(\mathbf{e}_3^T \tilde{\mathbf{u}}_{c,k}(t)), \\ \tilde{\Phi}_{c,k}^r(t) &= \arctg\left(\frac{\mathbf{e}_2^T \tilde{\mathbf{u}}_{c,k}(t)}{\mathbf{e}_1^T \tilde{\mathbf{u}}_{c,k}(t)}\right), \quad (20) \end{aligned}$$

где  $\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \mathbf{e}_3$  – базисные единичные векторы, такие, что  $\mathbf{R}(\Theta_{c,k}(t)) = [\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \mathbf{e}_3]$ .

В этом случае элементы направляющего вектора  $\text{AT}_{c,k}$  будут иметь вид:

$$\begin{aligned} [\hat{\mathbf{a}}_{c,k}(\Theta_{c,k}^r, \Phi_{c,k}^r)]_n &= \\ &= N^{-1/2} G(\Theta_{c,k}^r, \Phi_{c,k}^r) \exp(-j\beta_v \mathbf{p}_n^T \mathbf{u}(\Theta_{c,k}^r, \Phi_{c,k}^r)), \quad (21) \\ n &= 1 \dots N, \hat{\mathbf{a}}_{c,k} \in \mathbb{C}^N. \end{aligned}$$

Игнорирование ориентации AT приводит к:

- рассогласованию лучей и снижению коэффициента усиления антенны;
- искажению поляризационной характеристики сигнала;
- ошибкам в оценке канала и потере пропускной способности.

Для антенны в позиции  $(m_x, m_y)$  плоской AP вектор направленности формируется как комбинация пространственной и поляризационной составляющих:

$$\begin{aligned} [\hat{\mathbf{a}}_{\text{pol}}]_{m_x, m_y} &= [\hat{\mathbf{a}}(\theta, \phi)]_m \otimes \boldsymbol{\chi}, \quad (22) \\ m &= m_x \cdot m_y = 1 \dots M, \end{aligned}$$

где  $\boldsymbol{\chi}$  – вектор поляризации,  $\boldsymbol{\chi} = [1, 0]^T$  для вертикальной поляризации,  $\boldsymbol{\chi} = [0, 1]^T$  – для горизонтальной поляризации;  $\otimes$  – кронекерово произведе-

дение, объединяющее пространственную и поляризационную компоненты.

Для антенны с двумя ортогональными поляризациями ( $h$  и  $v$ ) полная ДН описывается матрицей:

$$\mathbf{A}(\theta, \phi) = [\mathbf{a}_{\text{pol},h}(\theta, \phi), \mathbf{a}_{\text{pol},v}(\theta, \phi)]. \quad (23)$$

### 3.3.2. Матрица канала MIMO

Для систем, использующих технологию MIMO, выражение, описывающее матрицу канала нисходящего направления к пользователю  $k$ , принадлежащему кластеру  $c \mathbf{H}_{c,k}(t) \in \mathbb{C}^{M \times N_k}$ , с учетом многолучевого распространения имеет вид (24), где матрица канала для пользователя  $k$  в кластере  $c$  состоит из детерминированной компоненты прямой видимости (LoS, аббр. от англ. Line of Sight)  $\mathbf{H}_{k,c}^{\text{LoS}}(t)$  и стохастической компоненты без прямой видимости (NLoS, аббр. от англ. Non Line of Sight)  $\mathbf{H}_{k,c}^{\text{NLoS}}(t)$ ; матрица компоненты LoS определяется первым из  $L$  слагаемых, остальные  $L - 1$  слагаемые определяют матрицу  $\mathbf{H}_{k,c}^{\text{NLoS}}(t)$ ;  $\mathbf{A}_{BS}(\theta_{c,k}^t, \phi_{c,k}^t)$ ,  $\mathbf{A}_{c,k}(\theta_{c,k}^r, \phi_{c,k}^r)$  – матрицы ДН БС и АТ $_{c,k}$  с учетом поляризации;  $\mathbf{P}_{c,k,l}$  – поляризационная матрица для  $l$ -го пути;  $f_{d,l}$  – доплеровский сдвиг для  $l$ -го пути;  $\kappa$  – коэффициент Райса ( $K$ -фактор); оператор  $[ \ ]^H$  обо-

значает эрмитово сопряжение матрицы. Более детальное описание перечисленных элементов уравнения (24) приводится ниже.

### 3.3.3. Модель коэффициента ослабления амплитуды и фазы сигнала

Коэффициент  $\alpha_{l,c,k}$  определяет для  $l$ -го пути распространения величину ослабления амплитуды сигнала из-за расстояния, частоты и условий среды, включая затенение, и рассчитывается через модели потерь распространения  $PL(f_c, d_{c,k})$ , такие как ITU-R P.1411 [6] или 3GPP TR 38.901 (UMa/UMi) [7]. Включает поправки на атмосферные эффекты (P.1411) или 3D-геометрию (TR 38.901). Затенение моделируется как статистическая величина с нормальным распределением  $SF \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{SF}^2)$ .

Коэффициент ослабления амплитуды сигнала имеет вид (25), где  $G_{BS,l}$ ,  $G_{c,k,l}$  – коэффициенты усиления АР БС и АТ $_{c,k}$ ;  $L_{\text{pen}}$  – затухание на проникновение (10–20 дБ);  $L_{\text{body}}$  – затенение телом (3–10 дБ);  $L_{\text{foliage}} = 0,2 \cdot d_{\text{foliage}}$  – потеря в листве (зависит от плотности);  $L_{\text{rain}} = kR^\alpha d$  – потеря из-за осадков,  $R$  – интенсивность дождя (мм/ч);  $k$ ,  $\alpha$  – эмпирические параметры, зависящие от частоты, поляризации и, косвенно, угла места [8–10].

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{c,k}(t) &= \sum_{l=1}^L \alpha_{l,c,k} \mathbf{A}_{c,k}(\theta_{c,k}^r, \phi_{c,k}^r) \mathbf{P}_{c,k,l} \mathbf{A}_{BS}^H(\theta_{c,k}^t, \phi_{c,k}^t) e^{j(2\pi f_{d,l}t + \varphi_l)} = \\ &= \sqrt{\frac{\kappa}{\kappa + 1}} \mathbf{H}_{c,k}^{\text{LoS}}(t) + \sqrt{\frac{1}{\kappa + 1}} \mathbf{H}_{c,k}^{\text{NLoS}}(t). \end{aligned} \quad (24)$$

$$\alpha_{l,c,k} = \sqrt{G_{BS,l} G_{c,k,l}} 10^{-0,05(PL(f_c, d_{c,k}) + SF + L_{\text{pen}} + L_{\text{body}} + L_{\text{foliage}} + L_{\text{rain}})}. \quad (25)$$

Выражения для расчета потерь распространения  $PL(f_c, d_{c,k})$  и значения затенения согласно моделям 3GPP TR 38.901 (UMa/UMi) приведены в таблице 4, где UMi street canyon (уличный каньон) – сценарий городской застройки с улицей между высокими зданиями, характеризующийся выраженными отражениями и затенением;  $h_{UE}$  – высота подвеса антенны терминала;  $f_c$  измеряется в ГГц. Фаза сигнала определяется пройденным расстоянием и для распространения сигнала в условиях LoS составляет  $\varphi_l = \exp(j\beta_v d_l(t))$ , что соответствует задержке распространения  $\tau_l = d_l(t)/c$ . Для NLoS компонент  $\varphi_l$  является случайной величиной, равномерно распределенной в  $[0, 2\pi)$ .

В системах с быстрым вращением (дроны) или в сценариях с изменяющейся ориентацией (терминал в руках пользователя) вращение существенно влияет на величину доплеровского сдвига  $f_{d,l}(t)$ , а также на величину вносимого антенной усиления.

ТАБЛИЦА 4. Выражения для расчета потерь распространения согласно 3GPP TR 38.901

TABLE 4. Expressions for Calculating Path Losses According to 3GPP TR 38.901

Условия распространения	$PL(f_c, d_{c,k})$ , дБ	SF, дБ 3.5/28 ГГц
<i>Микросота в условиях уличного каньона (UMi street canyon)</i>		
LoS	$PL(f_c, d_{c,k}) = 32,4 + 21\lg(d_{c,k}) + 20\lg(f_c)$	4/6
NLoS	$PL(f_c, d_{c,k}) = 22,4 + 35,3\lg(d_{c,k}) + 21,3\lg(f_c) - 0,3(h_{UE} - 1,5)$	5/8
<i>Городская макросота (UMa)</i>		
LoS	$PL(f_c, d_{c,k}) = 28,0 + 22\lg(d_{c,k}) + 20\lg(f_c)$	3/5
NLoS	$PL(f_c, d_{c,k}) = 13,54 + 39,08\lg(d_{c,k}) + 20\lg(f_c) - 0,6(h_{UE} - 1,5)$	4/7

Коэффициент усиления АР на передающей и приемной сторонах зависит от угловых координат направления отправления сигнала  $G_{BS}(\theta_l^t, \phi_l^t)$  или

прихода сигнала  $G_{c,k}(\theta_l^r, \phi_l^r)$ . Коэффициент усиления  $G_{\max}$  максимален при  $\theta = 0^\circ$  и  $\phi = 0^\circ$ . При отклонениях угловых координат от нулевых значений он падает согласно выражению  $G(\theta, \phi) = G_{\max} \cos^2(\theta) AF(\phi)$ , где  $AF(\phi)$  – множитель АР.

Влияние угла места  $\theta > 0^\circ$  можно охарактеризовать следующим образом:

- усиление падает пропорционально  $\cos^2\theta$ ;
- появления боковых лепестков;
- при  $\theta > 60^\circ$  АР становится малоэффективной.

Влияние азимута  $\phi > 0^\circ$  можно охарактеризовать следующим образом:

- изменяется форма ДН;
- минимальное влияние при  $\phi = 0^\circ$  или  $90^\circ$ , максимальное – при  $\phi = 45^\circ$  (усиление дополнительно снижается на 1–3 дБ из-за асимметрии диаграммы).

### 3.3.4. Модель доплеровского сдвига

Для каждого луча, характеризующегося направлением прихода  $(\theta_l^r, \phi_l^r)$ , мгновенное значение доплеровского сдвига зависит от проекции эффективной скорости на его направление. Единичный вектор направления распространения сигнала  $\tilde{\mathbf{u}}_l(t)$ , рассчитывается согласно (18).

Эффективная скорость включает как линейную скорость терминала, так и скорость, вызванную вращением терминала [6, 10–12]:

$$\mathbf{v}_{\text{eff},l}(t) = \mathbf{v}_{c,k}(t) + \mathbf{v}_{\text{rot},l}(t) = \mathbf{v}_{c,k}(t) + \boldsymbol{\omega}_{c,k} \times \mathbf{r}_{\text{ant}}, \quad (26)$$

где  $\boldsymbol{\omega}_{c,k} = [\omega_{c,k}^1, \omega_{c,k}^2, \omega_{c,k}^3]^T$  – вектор угловых скоростей, описывающий вращение вокруг центра масс терминала;  $\mathbf{r}_{\text{ant}}$  – радиус-вектор антенны;  $\times$  – оператор векторного умножения.

Зависимость доплеровского сдвига от эффективной скорости и направления распространения сигнала имеет вид:

$$f_{d,l}(t) = \lambda_c^{-1} \mathbf{v}_{\text{eff},l}^T(t) \tilde{\mathbf{u}}_l(t). \quad (27)$$

### 3.3.5. Модель кросс-поляризации

При перемещении абонентского терминала его ориентация (включая поворот вокруг своей оси) изменяется, что оказывает влияние на формирование ДН, а также на кросс-поляризационные характеристики в случае применения антенных систем с двойной поляризацией. Чтобы учесть этот эффект, вводится матрица поворота  $\mathbf{R}_{c,k}(t)$ . Положение терминала во времени описывается решением матричного дифференциального уравнения:

$$\frac{d\mathbf{R}_{c,k}(t)}{dt} = \mathbf{R}_{c,k}(t) \cdot \boldsymbol{\Omega}_{c,k}(t), \quad (28)$$

где  $\boldsymbol{\Omega}_{c,k}(t)$  – матричное представление векторного произведения с  $\boldsymbol{\omega}_{c,k}(t)$ :

$$\boldsymbol{\Omega}_{c,k}(t) = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{c,k}^3(t) & \omega_{c,k}^2(t) \\ \omega_{c,k}^3(t) & 0 & -\omega_{c,k}^1(t) \\ -\omega_{c,k}^2(t) & \omega_{c,k}^1(t) & 0 \end{bmatrix} \quad (29)$$

Для каждого пользователя  $k$  в кластере с базовый поляризационный отклик в локальном базисе  $s/p$  имеет вид:

$$\mathbf{P}_{0,c,k} = \begin{bmatrix} G_{h,c,k} e^{j\varphi_{h,c,k}} & \chi_{c,k} e^{j\varphi_{hv,c,k}} \\ \chi_{c,k} e^{j\varphi_{vh,c,k}} & G_{v,c,k} e^{j\varphi_{v,c,k}} \end{bmatrix}. \quad (30)$$

Матрица базового поляризационного отклика учитывает усиления и кросс-поляризационные потери на основе взаимодействия поляризаций и фазовых сдвигов. Здесь  $G_h, G_v$  – коэффициенты усиления для горизонтально и вертикально поляризованных сигналов,  $e^{j\varphi_h}, e^{j\varphi_v}$  – фазовые отклики, характеризующие фазовые сдвиги ( $\varphi_h$  и  $\varphi_v$ , рад), которые вносятся для горизонтальной и вертикальной поляризаций,  $\chi$  – коэффициент кросс-поляризации, отражающий степень взаимного проникновения (смешения) между вертикальной и горизонтальной ветвями (в идеальном случае ветви горизонтальной и вертикальной поляризации полностью ортогональны, и кросс-поляризационное смешение отсутствует  $\chi = 0$ ),  $e^{j\varphi_{hv}}$  – фазовый отклик для кросс-поляризационного канала от вертикальной к горизонтальной поляризации,  $e^{j\varphi_{vh}}$  – фазовый отклик для кросс-поляризационного канала от горизонтальной к вертикальной поляризации. Фазовые сдвиги  $\varphi_{hv}$  и  $\varphi_{vh}$ , рад, могут быть различными и отражают особенности физического процесса смешения.

В условиях многолучевого распространения сигнал приходит на вход приемника  $k$  в кластере с по множеству независимых путей, каждый из которых может иметь собственный угол прихода, задержку и, соответственно, свою поляризационную характеристику. При моделировании полного канала эффекты многолучевого распространения учитываются путем суммирования вкладов всех отдельных лучей.

Многолучевое распространение возникает из-за взаимодействия радиоволн с окружающей средой. Эти взаимодействия изменяют не только амплитуду и фазу, но и поляризацию сигнала. При отражении от поверхностей (например, стен, стекла, металлических конструкций) поляризация сигнала может изменяться в зависимости от угла падения, типа поверхности и ее диэлектрических свойств. Для гладких поверхностей (зеркальное отражение) горизонтальная и вертикальная компоненты поляризации могут изменяться по-разному из-за различных коэффициентов отражения, что приводит к кросс-поляризационным эффектам.

Отражения могут быть представлены диагональной матрицей  $\mathbf{M}_{\text{refl},l} = \text{diag}(r_s(\theta_{i,l}), r_p(\theta_{i,l}))$ , где согласно уравнениям Френеля коэффициенты отражения для  $s$ - и  $p$ -поляризаций задаются в следующем виде:

$$r_s(\theta_{i,l}) = \frac{n_1 \cos\theta_{i,l} - n_2 \cos\theta_{t,l}}{n_1 \cos\theta_{i,l} + n_2 \cos\theta_{t,l}},$$

$$r_p(\theta_{i,l}) = \frac{n_2 \cos\theta_{i,l} - n_1 \cos\theta_{t,l}}{n_2 \cos\theta_{i,l} + n_1 \cos\theta_{t,l}},$$

где  $n_1, n_2$  – показатели преломления сред;  $\theta_{i,l}, \theta_{t,l}$  – углы падения и преломления, соответственно.

Так, рассеяние на неровных поверхностях (например, листва, шероховатые стены) приводит к деполяризации, когда энергия сигнала распределяется между различными поляризациями. Это уменьшает степень поляризационной чистоты и увеличивает кросс-поляризационную интерференцию (XPI, аббр. от англ. Cross-Polarization Interference).

Рассеяние может быть описано матрицей вида:

$$\mathbf{M}_{\text{scat},l} = \begin{pmatrix} S_{s,l} & S_{sp,l} \\ S_{ps,l} & S_{p,l} \end{pmatrix},$$

где  $S_{pq,l}$  – комплексные коэффициенты рассеяния для  $s$ - и  $p$ -поляризаций.

Дифракция на краях объектов (например, углах зданий) изменяет ориентацию поляризационного вектора, особенно, если сигнал проходит через неоднородные среды. Это может привести к появлению дополнительных кросс-поляризационных компонент.

Матрица дифракции имеет вид:

$$\mathbf{M}_{\text{diff},l} = \begin{pmatrix} D_s(\psi_l) & 0 \\ 0 & D_p(\psi_l) \end{pmatrix},$$

где  $D_s(\psi_l), D_p(\psi_l)$  – дифракционные коэффициенты для поляризаций  $s$  и  $p$  на угле  $\psi_l$  (геометрия рассеяния).

Матрица поляризационного отклика элемента (30) для каждого пути  $l \in \mathbf{P}_{0,c,k,l}$  может быть так же представлена выражением композиции матриц дифракции, рассеяния и отражения, что предполагает, что каждый физический эффект влияет на ее характеристики:

$$\mathbf{P}_{0,c,k,l} = \mathbf{M}_{\text{diff},l} \mathbf{M}_{\text{scat},l} \mathbf{M}_{\text{refl},l}. \quad (31)$$

Различия в поляризационных характеристиках лучей вызывают флуктуации результирующей поляризации, что усложняет декодирование сигнала в системах MIMO-NOMA. В городских сценариях подвижные объекты (автомобили, люди) и изменяющиеся условия (например, дождь) дополнительно влияют на многолучевое распростране-

ние, изменяя поляризационные характеристики во времени.

Эти механизмы приводят к двум основным эффектам:

- кросс-поляризационная интерференция XPI (энергия, предназначенная для одной поляризации, например, горизонтальной, перетекает в другую – вертикальную);
- деполяризация (уменьшение степени поляризации сигнала из-за смешивания поляризационных компонент).

Для моделирования остаточных кросс-поляризационных потерь вводится дополнительная диагональная матрица:

$$\mathbf{P}_{\text{XPD},c,k,l} = \text{diag}(1, \chi_l),$$

где  $\chi_l = 10^{-0.05 \text{XPD}}$  – коэффициент, зависящий от величины XPD (Cross-Polarization Discrimination, дБ), который отражает ослабление сигнала на ортогональной поляризации.

Итоговая поляризационная матрица с учетом остаточных кросс-поляризационных потерь принимает вид:

$$\mathbf{P}_{c,k,l} = \tilde{\mathbf{R}}_{c,k,l}(t) \mathbf{P}_{0,c,k,l} \tilde{\mathbf{R}}_{c,k,l}^{-1}(t) \mathbf{P}_{\text{XPD},l}, \quad (32)$$

где  $\tilde{\mathbf{R}}_{c,k,l}(t)$  – 2D-проекция матрицы вращения АТ (28), которая осуществляет перевод определенных в локальном базисе  $s/p$  матриц дифракции, рассеяния и отражения в глобальный базис ( $h/v$ ) осуществляется через матрицу поворота угла:

$$\mathbf{R}_{c,k,l}(t) = \begin{pmatrix} \cos\theta_{c,k,l}(t) & -\sin\theta_{c,k,l}(t) \\ \sin\theta_{c,k,l}(t) & \cos\theta_{c,k,l}(t) \end{pmatrix},$$

где  $\theta_{c,k,l}(t) = \theta_{\text{path},c,k,l}(t) + \theta_{\text{rot},c,k,l}(t)$ ;  $\theta_{\text{path},c,k,l}$  – угол между поляризацией антенны БС и направлением  $l$ -го пути распространения сигнала для пользователя  $k$  в кластере  $c$ ;  $\theta_{\text{rot},c,k,l}(t)$  – текущее вращение терминала в плоскости  $h/v$  (интеграл по его угловой скорости).

Утечка поляризации может быть определена как отклонение матрицы  $\mathbf{P}_{c,l}$  от единичной:

$$\sum_{l=1}^L \alpha_{l,c,k} \hat{\mathbf{A}}_{c,k}(\theta_{c,k}^r, \phi_{c,k}^r) (\mathbf{I} - \mathbf{P}_{c,k,l}) \times \times \hat{\mathbf{A}}_{BS}^H(\theta_{c,k}^t, \phi_{c,k}^t) e^{j(2\pi f_{a,l}t + \phi_l)}. \quad (33)$$

### 3.3.6. Ошибки оценки параметров канала

В процессе передачи данных система MIMO-NOMA оперирует не с истинным значением матрицы канала, а с ее оценкой (CSI) –  $\hat{\mathbf{H}}_{c,k}(t)$ , которая проводится по приемным пилотным символам.

Погрешность CSI возникает по следующим основным причинам [14, 15]:

1) приемные пилотные символы искажаются аддитивным белым гауссовским шумом, что дает случайную ошибку;

2) при недостаточном количестве пилотных сигналов оценка для промежуточных отсчетов осуществляется интерполяцией, которая дает дополнительное искажение;

3) «пилотное загрязнение», возникающее при использовании соседними БС одинаковых пилотных сигналов, которые накладываются друг на друга, искажая оценку CSI;

4) временные изменения канала;

5) разность тактовых частот и ошибки синхронизации приводят к фазовым сдвигам пилотных сигналов и, как следствие, к смещению оценки;

6) ограниченная мощность и длина пилотных сигналов не позволяют добиться высоких значений SNR, что увеличивает дисперсию оценки CSI;

7) аналого-цифровые преобразователи и оборудование радиочастотного тракта вносят дополнительные искажения и ограничивают точность амплитуды и фазы принимаемых пилотных сигналов.

В сумме все эти эффекты формируют матрицу ошибки оценки канала (CSI) (24):

$$\hat{\mathbf{H}}_{c,k}(t) = \hat{\mathbf{H}}_{c,k}(t) + \hat{\mathbf{E}}_{c,k}(t),$$

где матрица ошибки  $\hat{\mathbf{E}}_{c,k}(t) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_e^2 \mathbf{I})$ ; матрица CSI имеет вид:

$$\hat{\mathbf{H}}_{c,k}(t) = \sum_{l=1}^L \hat{\alpha}_{l,s,k} \hat{\mathbf{A}}_{c,k}(\hat{\theta}_{c,k}^r, \hat{\phi}_{c,k}^r) \mathbf{R}(\hat{\theta}_{c,k,l}) \mathbf{P}_{0,c,l} \dots \dots \cdot \mathbf{R}^{-1}(\hat{\theta}_{c,k,l}) \mathbf{P}_{\text{XPD},l} \hat{\mathbf{A}}_{BS}^H(\hat{\theta}_{c,k}^t, \hat{\phi}_{c,k}^t) e^{j(2\pi f_{d,l} t + \varphi_l)}, \quad (34)$$

где  $\hat{x}$  – оценка некоторого параметра  $x$ .

### 3.3.7. Модель нелинейности усилителей мощности

Системы MIMO-NOMA предъявляют критически высокие требования к линейности, спектральной эффективности и точности межпользовательского разделения. В этих условиях нелинейность усилителей мощности (УМ) на стороне передачи и приема оказывает существенное влияние на характеристики канала, деградацию сигнала и эффективность декодирования. Пренебрежение этими эффектами ведет к заниженной оценке межмодуляционных искажений, падению SINR, ухудшению качества разделения пользователей и ошибкам предварительного кодирования.

Со стороны передачи УМ является основным источником амплитудных и фазовых искажений, вызывающих нарушение ортогональности пространственных направлений в MIMO и межпользовательское перекрытие в NOMA. Особенно критично это при применении мощных массивов плоских AP, где линейность требуется по каждому

элементу. При недостаточной линейности формируются побочные спектральные компоненты, расширяющие спектр и вызывающие межкластерные и межсотовые помехи. Более того, при использовании частотно-селективного предварительного кодирования при формировании ДН нелинейность усиливается направленно, что приводит к усугублению проблемы.

На стороне приема УМ терминалов при высокой мощности сигнала и многолучевых конфигурациях становятся источником нелинейных отражений и искажений собственной передачи, которые проявляются как «самоинтерференция» (*от англ. self-interference*), затрудняющая процедуру SIC и декодирование суперпозиций сигналов в NOMA. Кроме того, в приемных трактах с маломощными усилителями эффект нелинейности может дополнительно нарушать оценку канала, на которой базируется эффективность всех MIMO-алгоритмов (CSI, precoding, decoding).

Учет нелинейности УМ на обоих концах канала является необходимым условием устойчивого декодирования и обеспечения заявленных преимуществ MIMO-NOMA: высокой спектральной эффективности, разделения по мощности, пространству и пользователям. Особенно это критично в mmWave (FR2) диапазонах, где широкополосные сигналы наиболее чувствительны к эффектам памяти, фазовому сдвигу и кросс-модуляции. Нелинейность приводит к искажению модели канала, ошибкам в CSI, разрушению ортогональности в MIMO и перекрытию доменов мощности в NOMA, что делает невозможной реализацию SIC и точноного формирования ДН (beamforming).

Необходимо учитывать, что УМ в системах MIMO-NOMA следует рассматривать как системы с памятью, это объясняется рядом факторов.

Работа с сигналами различной мощности приводит к изменению температуры усилителя. Так, передача сигнала высокой мощности приводит к его нагреву, который приводит к изменению таких характеристик, как усиление или линейность. Данные изменения происходят с задержкой из-за тепловой инерции, что создает зависимость от прошлых состояний.

Наличие в усилителях конденсаторов и катушек индуктивности приводит к накоплению энергии, которая влияет на выходной сигнал с временной задержкой, делая его зависимым от предыдущих состояний входного сигнала.

Ряд искажений сигнала зависит от его динамики, что становится особенно заметным в системах с высокой скоростью модуляции, где возникают динамические нелинейности, которые нельзя охарактеризовать без учета истории сигнала. Для описания поведения усилителей с учетом эффек-

тов памяти применяются специальные модели: Салеха и Вольтерра [16–18].

Выбор модели нелинейности УМ в системах MIMO-NOMA зависит от характеристик диапазонов сетей 5G, требований к точности и сложности сигналов. К таким факторам можно отнести:

1) полоса пропускания:

– FR1: узкополосные сигналы ( $\leq 100$  МГц); эффекты памяти УМ незначительны;

– FR2: широкополосные сигналы (до 400 МГц); динамическая нелинейность усилителя оказывается критичной;

2) пик-фактор и плотность модуляции:

– FR1: относительно низкий пик-фактор (PAPR, аббр. от англ. Peak-to-Average Power Ratio)  $\approx 10\text{--}12$  дБ; статическая модель Салеха адекватно описывает мгновенные амплитудные (AM / AM) и фазовые (AM / PM) искажения; суперпозиция сигналов в NOMA генерирует интермодуляционные продукты, но в FR1 их спектр ограничен узкой полосой и не распространяются за пределы рабочей полосы;

– FR2: высокий пик-фактор (PAPR  $\geq 15$  дБ); требуется учет интермодуляционных продуктов через ядра Вольтерра;

3) эффекты памяти УМ:

– FR1: тепловые и электрические постоянные времени УМ  $\tau \ll T_s$  длительности символов ( $T_s \approx 10^{-6}$  сек для 100 МГц); безынерционная модель Салеха оказывается достаточной;

– FR2: короткие символы ( $T_s \approx 2,5 \cdot 10^{-10}$  сек); память УМ ( $Q \geq 2$ ) влияет на интермодуляционные продукты.

4) вычислительная сложность:

– FR1: модель Салеха требует 4 параметра ( $\alpha_a, \beta_a, \alpha_\phi, \beta_\phi$ ); оптимальна для устройств с ограниченными ресурсами; величина вектора ошибки с моделью Салеха 2,5 % (соответствует 3GPP Release 15);

– FR2: модель Вольтерра (ядра 3-го порядка,  $Q = 2$ ) сложнее [18], но необходима для точности величина вектора ошибки  $\leq 1,5$  %.

Таким образом, выбор модели зависит от конкретного диапазона. Для FR1 оптимальна модель Салеха, поскольку использование модели Вольтерра возможно, но избыточно. Высокая точность модели Вольтерра не оправдывает увеличения вычислительной нагрузки по сравнению с моделью Салеха. Для FR2 оптимальна модель Вольтерра, поскольку точность моделирования напрямую влияет на производительность систем MIMO-NOMA с высокими требованиями к качеству сигнала.

### 3.3.8. Модель нелинейности усилителя мощности Салеха для FR1

Модель Салеха описывает нелинейное поведение РА через функции преобразования амплитуды (AM / AM) и фазы (AM / PM).

AM / AM-преобразование:

$$G(|\dot{x}_m(t)|) = \frac{\alpha_a |\dot{x}_m(t)|}{1 + \beta_a |\dot{x}_m(t)|^2}, \quad (35)$$

где  $\dot{x}_m(t) = [\dot{\mathbf{x}}(t)]_m = [\sum_{c=1}^C \dot{\mathbf{x}}_c(t)]_m$  – проекция вектора сигнала на  $m$ -й антенный элемент AP БС;  $\alpha_a$  – коэффициент линейного усиления при малых амплитудах ( $x_m(t) \rightarrow 0$ );  $\beta_a$  – параметр насыщения, определяющий уровень нелинейности.

AM/PM-преобразование:

$$\Phi(|\dot{x}_m(t)|) = \frac{\alpha_\phi |\dot{x}_m(t)|}{1 + \beta_\phi |\dot{x}_m(t)|^2}, \quad (36)$$

где  $\alpha_\phi$  – коэффициент фазового искажения;  $\beta_\phi$  – параметр, регулирующий насыщение фазового сдвига.

Сигнал с нелинейными искажениями на выходе УМ будет описываться выражением:

$$\dot{y}_m^t(t) = |\dot{x}_m(t)| e^{j(\arg(\dot{x}_m(t)) + \Phi(|\dot{x}_m(t)|))}, \quad (37)$$

$$m = 1, \dots, M.$$

Вектор передаваемого искаженного сигнала:

$$\dot{\mathbf{y}}^t(t) = [\dot{y}_1^t(t), \dots, \dot{y}_M^t(t)]^T$$

проходит через канал связи и поступает на вход приемника пользователя  $k$  в кластере  $c$ . Канал моделируется матрицей  $\dot{\mathbf{H}}_{c,k}(t)$ , которая учитывает многолучевое распространение, доплеровский сдвиг и ориентацию антенн.

Сигнал на входе приемника до УМ выражается как:

$$\dot{\mathbf{z}}_{c,k} = \dot{\mathbf{H}}_{c,k} \dot{\mathbf{y}}^t + \dot{\mathbf{n}}_{c,k}, \quad (38)$$

где  $\dot{\mathbf{n}}_{c,k} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_N)$  – вектор аддитивного белого гауссовского шума.

УМ приемника описывается аналогично (35, 36). Сигнал с нелинейными искажениями на выходе УМ будет определяться выражением:

$$\dot{y}_n^r(t) = |\dot{z}_n(t)| e^{j(\arg(\dot{z}_n(t)) + \Phi(|\dot{z}_n(t)|))}, \quad (39)$$

$$n = 1, \dots, N.$$

Сводное выражение для (33–37), описывающее влияние нелинейности УМ на сторонах передачи и приема систем MIMO-NOMA согласно модели Салеха, имеет вид выражения (40), где  $\dot{\mathbf{H}}_{c,k}(m, n)$  – элемент матрицы  $\dot{\mathbf{H}}_{c,k}$ , расположенный на пересечении строки  $m$  и столбца  $n$ .

При больших амплитудах сигнала  $A$  усиление  $G(A)$  уменьшается, что приводит к сжатию динамического диапазона. Это снижает различие между УМ составных сигналов  $\dot{s}_{c,k}(t)$ , затрудняя их выделение на стороне приема. Дополнительный сдвиг фазы нарушает когерентность сигнала, увеличивая вероятность ошибок демодуляции. Влияние нелинейности УМ особенно сильно сказывается для пользователя с меньшей мощностью.

$$\begin{aligned} \dot{y}_n^r(t) = & \left| \sum_{m=1}^M \dot{\mathbf{H}}_{c,k}(n, m) \cdot |\dot{x}_m(t)| \exp(j(\arg(\dot{x}_m(t)) + \Phi(|\dot{x}_m(t)|))) + \dot{n}_n(t) \right| \times \\ & \times \exp \left( j \cdot \arg \left( \sum_{m=1}^M \dot{\mathbf{H}}_{c,k}(n, m) \cdot |\dot{x}_m(t)| e^{j(\arg(\dot{x}_m(t)) + \Phi(|\dot{x}_m(t)|))} + \dot{n}_n(t) \right) \right) \times \\ & \times \exp \left( j \cdot \Phi \left( \left| \sum_{m=1}^M \dot{\mathbf{H}}_{c,k}(n, m) \cdot |\dot{x}_m(t)| e^{j(\arg(\dot{x}_m(t)) + \Phi(|\dot{x}_m(t)|))} + \dot{n}_n(t) \right| \right) \right). \end{aligned} \quad (40)$$

### 3.3.9. Модель нелинейности усилителя мощности Вольтерра для FR2

Для описания нелинейного поведения каждого усилителя на элементах БС применяется полиномиальная модель Вольтерра с памятью.

Пусть  $x_m(t)$  – сигнал на  $m$ -м элементе антенны (до нелинейного преобразования), тогда нелинейный выходной сигнал с учетом динамики нагрева / охлаждения УМ  $y_m(t)$ :

$$\begin{aligned} \dot{y}_m^t(t) = & \sum_{p=1}^{P_{nl}} \sum_{l=0}^{L_{PA}} \dot{h}_m^{(p)}(l, T(t)) \times \\ & \times e^{-l/\tau_{\text{therm},t}} \cdot \dot{x}_m(t-l), \end{aligned} \quad (41)$$

где  $P_{nl}$  – максимальный порядок нелинейности;  $L_{PA}$  – длина памяти усилителя;  $\dot{h}_m^{(p)}(l)$  – коэффициенты ядра Вольтерра для  $m$ -го усилителя, характеризующие нелинейное поведение для полиномиального порядка  $p$  с учетом задержки  $l$ ;  $\tau_{\text{therm},t}$  – тепловая постоянная времени, характеризующая скорость остывания УМ передатчика.

Текущая температура УМ  $T(t)$  описывается уравнением теплового баланса:

$$\frac{dT}{dt} = \frac{P_{\text{diss}}(t) - T(t)/R_{\text{th}}}{C_{\text{th}}}, \quad (42)$$

где  $P_{\text{diss}}(t)$  – рассеиваемая мощность;  $R_{\text{th}}$  – тепловое сопротивление;  $C_{\text{th}}$  – тепловая емкость;  $\dot{h}_m^{(p)}(l, T(t))$  – температурно-зависимые коэффициенты ядра Вольтерра, определяемые как:

$$\dot{h}_m^{(p)}(l, T) = \dot{h}_{m,0}^{(p)}(l) \cdot (1 + \alpha_T \cdot \Delta T(t)), \quad (43)$$

где  $\alpha_T$  – температурный коэффициент;  $\Delta T(t) = T(t) - T_0$  – отклонение от начальной температуры  $T_0$ .

При представлении вида (41) каждый элемент обрабатывается независимо (т. е. межантенные перекрестные эффекты не учитываются). Этот сигнал  $\dot{y}_m^t(t)$  формирует вектор выходных сигналов передатчика  $\dot{y}^t(t) = [\dot{y}_1^t(t), \dot{y}_2^t(t), \dots, \dot{y}_M^t(t)]^T$  вида:

$$\dot{y}^t(t) = \sum_{p=1}^{P_{nl}} \sum_{l=0}^{L_{PA}} \dot{\mathbf{H}}^{(p)}(l, T(t)) \cdot [\dot{\mathbf{x}}(t-l)]^{\odot p}, \quad (44)$$

где  $\dot{\mathbf{H}}^{(p)}(l) = (\dot{h}_{r,c}^{(p)}(l)) \in \mathbb{C}^{M \times M}$  – матрица Вольтерра для порядка  $p$  и задержки  $l$ , отражающая как внутриканальные, так и межканальные нелинейные взаимосвязи; операция  $\odot$  обозначает поэлементное умножение;  $[\dot{\mathbf{x}}(t-l)]^{\odot p}$  – возведение каждого элемента сигнала в степень  $p$ ;  $\dot{\mathbf{x}}(t-l) = \sum_{c=1}^C \dot{\mathbf{x}}_c(t-l) = \mathbf{W}\dot{\mathbf{s}}(t-l)$  – вектор входных сигналов для  $M$  антенных элементов, который формируется как сумма сигналов всех кластеров.

Сигнал  $\dot{y}^t(t)$ , сформированный на стороне передачи, проходит через канал связи и поступает на вход приемника пользователя  $k$  в кластере  $c$ . Канал моделируется аналогично выражению (36). Таким образом,  $\dot{z}_{c,k}(t)$  включает в себя искажения от УМ передатчика, преобразованные каналом, и шум.

На стороне приема сигнал  $\dot{z}_{c,k}(t)$  проходит через УМ приемника, который также обладает нелинейными характеристиками и эффектами памяти.

Для  $n$ -го антенного элемента приемника пользователя  $k$  в кластере  $c$  выходной сигнал УМ моделируется с использованием модели Вольтерра:

$$\begin{aligned} \dot{y}_n^r(t) = & \sum_{q=1}^{Q_{nl}} \sum_{m=0}^{M_{Rx}} \dot{g}_n^{(q)}(m, T(t)) \times \\ & \times e^{-m/\tau_{\text{therm},r}} \cdot \dot{z}_n(t-m), \end{aligned} \quad (45)$$

где  $\dot{z}_n(t)$  –  $n$ -я компонента вектора  $\dot{z}_{c,k}(t)$ ;  $Q_{nl}$  – максимальный порядок нелинейности УМ приемника;  $M_{Rx}$  – длина памяти УМ приемника;  $\dot{g}_n^{(q)}(m, T(t))$  – коэффициенты ядра Вольтерра для УМ приемника, зависящие от температуры  $T(t)$ ;  $\tau_{\text{therm},r}$  – тепловая постоянная времени УМ приемника.

Итоговый сигнал на выходе УМ приемника для пользователя  $k$  в кластере  $c$  записывается в векторной форме  $\dot{y}_{c,k}^r(t) = [\dot{y}_1^r(t), \dot{y}_2^r(t), \dots, \dot{y}_{N_k}^r(t)]^T$ :

$$\begin{aligned} \dot{y}^r(t) = & \sum_{q=1}^{Q_{nl}} \sum_{m=0}^{M_{Rx}} \dot{\mathbf{G}}^{(q)}(l, T(t)) \times \\ & \times [\dot{\mathbf{z}}(t-m)]^{\odot q}, \end{aligned} \quad (46)$$

Таким образом, нелинейности и эффекты памяти УМ передатчика передаются через канал и накладываются на нелинейности УМ приемника, что усложняет итоговый сигнал  $\hat{y}_{c,k}^T(t)$ .

Для практической реализации модели необходимо оценить коэффициенты  $\hat{h}_m^{(p)}(l), \hat{g}_n^{(q)}$ . В типичных алгоритмах используются методы наименьших квадратов или адаптивные алгоритмы, такие как рекурсивный метод наименьших квадратов, для минимизации разницы между наблюдаемыми данными и моделью.

Типичная процедура включает:

- генерацию тестового сигнала с известными характеристиками;
- измерение выходного сигнала усилителя;
- решение задачи оптимизации вида (47).

В диапазоне FR2 нелинейные эффекты усилителей и другие аппаратные нелинейности существенно влияют на качество сигнала. Сформированная модель позволяет:

- провести оценку влияния нелинейностей на спектральную эффективность;
- разработать адаптивные схемы предискажения и восстановления сигнала;
- интегрировать методики компенсации непосредственно в БС, что особенно критично для систем с высокой плотностью пользователей и плотным распределением спектральных ресурсов.

С учетом двойной поляризации, сигнал на выходе каждого антенного элемента можно представить в виде вектора  $\hat{y}_m(t) = [\hat{y}_m^h(t), \hat{y}_m^v(t)]^T$ , где  $\hat{y}_m^h(t)$  и  $\hat{y}_m^v(t)$  – компоненты сигнала с горизонтальной и вертикальной поляризацией соответственно.

Модель Вольтерра для двухполяризационной системы имеет вид (48), где  $[\hat{x}_m(t-l)]^{\otimes p}$  – тензорное произведение входного сигнала степени  $p$ ;  $\hat{x}(t)$  и  $\hat{y}(t)$  можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned} \hat{x}(t) &= [\hat{x}_m^h(t), \hat{x}_m^v(t), \dots, \hat{x}_M^h(t), \hat{x}_M^v(t)]^T, \\ \hat{y}(t) &= [\hat{y}_m^h(t), \hat{y}_m^v(t), \dots, \hat{y}_M^h(t), \hat{y}_M^v(t)]^T. \end{aligned}$$

Первое слагаемое в (46) определяет идеальную, без искажений амплитудно-фазовую передачу. Второе слагаемое отвечает за все межмодуляционные и гармонические искажения, которые порождаются статической и динамической нелинейностью усилителя мощности.

Общий вид блочно-структурированной матрицы  $\mathbf{H}^{(p)}(l, T(t))$ , описывающей нелинейное преобразование для системы с  $M$  антенными элементами, каждый из которых имеет двойную поляризацию (горизонтальную и вертикальную), записывается в виде матрицы вида (49), где каждая подматрица  $\hat{\mathbf{H}}_{r,c}^{(p)}(l, T(t)) \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$  описывает влияние входного сигнала антенного элемента  $r$  (включая обе поляризационные компоненты) на нелинейное преобразование сигнала антенного элемента  $c$  для полиномиального порядка  $p$  с задержкой  $l$ .

Диагональные блоки  $\hat{\mathbf{H}}_{r,c}^{(p)}(l, T(t))$  отражают нелинейные эффекты внутри одного антенного элемента, а недиагональные блоки  $\hat{\mathbf{H}}_{r,c}^{(p)}(l, T(t))$  (при  $r \neq c$ ) – межантенные перекрестные нелинейные взаимодействия (50), где  $\hat{h}_{r,c}^{(p,xy)}$  – коэффициент, характеризующий влияние  $x$  компоненты входного сигнала  $r$ -го элемента на  $y$  компоненту выходного сигнала  $c$ -го элемента для порядка  $p$ , где  $x$  и  $y$  являются горизонтальными ( $h$ ) или вертикальными ( $v$ ) компонентами.

$$\min_{\{h_m^{(p)}(l, T)\}} \sum_t \left| y_m^t(t) - \sum_{p=1}^{P_{nl}} \sum_{l=0}^{L_{PA}} h_m^{(p)}(l, T(t)) \cdot e^{-l/\tau_{\text{therm}}} \cdot [\hat{x}_m(t-l)]^p \right|^2. \quad (47)$$

$$\hat{y}^t(t) = \sum_{p=1}^{P_{nl}} \sum_{l=0}^{L_{PA}} \hat{\mathbf{H}}^{(p)}(l, T(t)) \text{vec}[\hat{\mathbf{x}}(t-l)^{\otimes p}] = \quad (48)$$

$$= \sum_{l=0}^{L_{PA}} \hat{\mathbf{H}}^{(1)}(l, T(t)) \text{vec}[\hat{\mathbf{x}}(t-l)] + \sum_{p=2}^{P_{nl}} \sum_{l=0}^{L_{PA}} \hat{\mathbf{H}}^{(p)}(l, T(t)) \text{vec}[\hat{\mathbf{x}}(t-l)^{\otimes p}].$$

$$\hat{\mathbf{H}}^{(p)}(l, T(t)) = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{H}}_{1,1}^{(p)}(l, T(t)) & \hat{\mathbf{H}}_{1,2}^{(p)}(l, T(t)) & \dots & \hat{\mathbf{H}}_{1,M}^{(p)}(l, T(t)) \\ \hat{\mathbf{H}}_{2,1}^{(p)}(l, T(t)) & \hat{\mathbf{H}}_{2,2}^{(p)}(l, T(t)) & \dots & \hat{\mathbf{H}}_{2,M}^{(p)}(l, T(t)) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{\mathbf{H}}_{M,1}^{(p)}(l, T(t)) & \hat{\mathbf{H}}_{M,2}^{(p)}(l, T(t)) & \dots & \hat{\mathbf{H}}_{M,M}^{(p)}(l, T(t)) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{2M \times 2M}. \quad (49)$$

$$\hat{\mathbf{H}}_{r,c}^{(p)}(l, T(t)) = \begin{bmatrix} \hat{h}_{r,c}^{(p,hh)} & \hat{h}_{r,c}^{(p,hv)} \\ \hat{h}_{r,c}^{(p,vh)} & \hat{h}_{r,c}^{(p,vv)} \end{bmatrix}. \quad (50)$$

Векторная форма, описывающая всю приемную систему, имеет вид:

$$\dot{\mathbf{y}}^r(t) = \sum_{q=1}^{Q_{nl}} \sum_{m=0}^{M_{Rx}} \dot{\mathbf{G}}^{(q)}(l, T(t)) \text{vec}[\dot{\mathbf{z}}(t-m)^{\otimes q}]. \quad (51)$$

Полученные блочно-структурированные модели позволяют комплексно учитывать все взаимосвязи между антенными элементами в массиве с двойной поляризацией, что является необходимым для точного моделирования нелинейностей в системах MIMO-NOMA, особенно в диапазоне FR2.

### 3.3.10. Модель сигнала на входе приемника $k$ -го пользователя в кластере $c$

Сигнал  $\dot{\mathbf{z}}_{c,k}(t)$ , наблюдаемый на стороне приема АТ пользователя  $k$  кластера  $c$  [19, 20], может быть разложен на следующие составляющие (52), где  $\dot{\mathbf{H}}_{c,k}(t) = \hat{\mathbf{H}}_{c,k}(t) + \dot{\mathbf{E}}_{c,k}(t)$ ,  $\dot{\mathbf{E}}_{c,k}(t) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_e^2 \mathbf{I})$  – матрица канала, которая, как ранее указывалось в разделе 3.3.6, может быть разложена на оценку матрицы  $\hat{\mathbf{H}}_{c,k}(t)$  (CSI) и матрицу ошибки CSI  $\dot{\mathbf{E}}_{c,k}$ , что вносит искажения и рассматривается как случайная величина с определенными статистическими харак-

теристиками  $\dot{\mathbf{E}}_{c,k}(t) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_e^2 \mathbf{I})$ ;  $\hat{\mathbf{H}}_{c,k}(t) \dot{\mathbf{y}}_{c,k}^t(t)$  – полезная составляющая;  $\hat{\mathbf{H}}_{c,k}(t) \sum_{i \neq k} \dot{\mathbf{y}}_{c,i}^t(t)$  – внутрикластерная интерференция;  $\hat{\mathbf{H}}_{c,k}(t) \sum_{b \neq c} \dot{\mathbf{y}}_b^t(t)$  – межкластерная интерференция;  $\dot{\mathbf{n}}_{c,k}(t) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_e^2 \mathbf{I}_{N_k})$  – вектор аддитивного белого гауссовского шума.

Данный сигнал поступает на входы маломощных усилителей, после чего претерпевает преобразование в сигнал комплексной НЧ-области, характеризуемый вектором  $\dot{\mathbf{y}}_{c,k}^r(t)$  (46, 51), содержащим сигналы всех приемных антенн пользователя  $k$  в кластере  $c$ . На следующем этапе сигнал проходит цифровую обработку и поступает на схему пространственного комбинирования в комплексной НЧ области. На выходе схемы, характеризуемой вектором весовых коэффициентов  $\dot{\mathbf{f}}_{c,k}$ , принимаемый АТ <sub>$c,k$</sub>  сигнал имеет вид  $\tilde{\mathbf{y}}_{c,k}(t) = \dot{\mathbf{f}}_{c,k}^H \dot{\mathbf{y}}_{c,k}^r(t)$  для систем с одной поляризацией на основе выражений (23, 44, 46) и описывается в виде формулы (53).

Для двухполяризационной системы выражение (53) должно рассчитываться на основе выражений (23, 48–51) и может быть записано в виде (54).

$$\dot{\mathbf{z}}_{c,k}(t) = \underbrace{\dot{\mathbf{H}}_{c,k}(t) \dot{\mathbf{y}}(t)}_{\text{целевой кластер}} + \underbrace{\sum_{b \neq c} \dot{\mathbf{H}}_{c,k}(t) \dot{\mathbf{y}}_b(t)}_{\text{межкластерная интерференция}} + \dot{\mathbf{n}}_{c,k}(t) = \quad (52)$$

$$= \hat{\mathbf{H}}_{c,k}(t) \left( \dot{\mathbf{y}}_{c,k}^t(t) + \sum_{i \neq k} \dot{\mathbf{y}}_{c,i}^t(t) + \sum_{b \neq c} \dot{\mathbf{y}}_b^t(t) \right) + \dot{\mathbf{E}}_{c,k}(t) \left( \dot{\mathbf{y}}_{c,k}^t(t) + \sum_{b \neq c} \dot{\mathbf{y}}_b^t(t) \right) + \dot{\mathbf{n}}_{c,k}(t).$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}}_{c,k}(t) &= \dot{\mathbf{f}}_{c,k}^H \sum_{q=1}^{Q_{nl}} \sum_{m=0}^{M_{Rx}} \mathbf{G}^{(q)}(m, T(t)) \cdot \dots \left[ \dot{\mathbf{H}}_{c,k}(t) \sum_{p=1}^{P_{nl}} \sum_{l=0}^{L_{PA}} \mathbf{H}^{(p)}(l, T(t)) \dot{\mathbf{x}}^{\otimes p}(t-m-l) + \dot{\mathbf{n}}_{c,k}(t-m) \right]^{\otimes q} = \\ &= \dot{\mathbf{f}}_{c,k}^H \sum_{q=1}^{Q_{nl}} \sum_{m=0}^{M_{Rx}} \mathbf{G}^{(q)}(m, T(t)) \left[ \left( \sum_{l=1}^L \hat{\alpha}_{l,s,k} \dot{\mathbf{A}}_{c,k}(\hat{\theta}_{c,k}^r, \hat{\phi}_{c,k}^r) \mathbf{R}(\hat{\theta}_{c,k,l}) \mathbf{P}_{0,c,l} \cdot \dots \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \dots \mathbf{R}^{-1}(\hat{\theta}_{c,k,l}) \mathbf{P}_{XPD,l} \dot{\mathbf{A}}_{BS}^H(\hat{\theta}_{c,k}^t, \hat{\phi}_{c,k}^t) e^{j(2\pi f_{d,l} t + \varphi_l)} + \dot{\mathbf{E}}_{c,k}(t) \right) \cdot \dots \right. \\ &\quad \left. \dots \sum_{p=1}^{P_{nl}} \sum_{l=0}^{L_{PA}} \mathbf{H}^{(p)}(l, T(t)) \dot{\mathbf{x}}^{\otimes p}(t-m-l) + \dot{\mathbf{n}}_{c,k}(t-m) \right]^{\otimes q}. \quad (53) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}}_{c,k}(t) &= \dot{\mathbf{f}}_{c,k}^H \sum_{q=1}^{Q_{nl}} \sum_{m=0}^{M_{Rx}} \mathbf{G}^{(q)}(m, T(t)) \cdot \dots \cdot \text{vec} \left[ \left( \dot{\mathbf{H}}_{c,k}(t) \sum_{p=1}^{P_{nl}} \sum_{l=0}^{L_{PA}} \mathbf{H}^{(p)}(l, T(t)) \text{vec}[\mathbf{x}(t-m-l)^{\otimes p}] \right)^{\otimes q} \right] = \\ &= \dot{\mathbf{f}}_{c,k}^H \sum_{q=1}^{Q_{nl}} \sum_{m=0}^{M_{Rx}} \mathbf{G}^{(q)}(m, T(t)) \text{vec} \left[ \left( \sum_{l=1}^L \hat{\alpha}_{l,s,k} \dot{\mathbf{A}}_{c,k}(\hat{\theta}_{c,k}^r, \hat{\phi}_{c,k}^r) \mathbf{R}(\hat{\theta}_{c,k,l}) \mathbf{P}_{0,c,l} \cdot \dots \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \dots \mathbf{R}^{-1}(\hat{\theta}_{c,k,l}) \mathbf{P}_{XPD,l} \dot{\mathbf{A}}_{BS}^H(\hat{\theta}_{c,k}^t, \hat{\phi}_{c,k}^t) e^{j(2\pi f_{d,l} t + \varphi_l)} + \dot{\mathbf{E}}_{c,k}(t) \right) \cdot \dots \right. \\ &\quad \left. \dots \sum_{p=1}^{P_{nl}} \sum_{l=0}^{L_{PA}} \mathbf{H}^{(p)}(l, T(t)) \text{vec}[\mathbf{x}(t-m-l)^{\otimes p}] + \dot{\mathbf{n}}_{c,k}(t-m) \right]^{\otimes q}. \quad (54) \end{aligned}$$

Как было показано в выражении (52), сигнал на выходе схемы сложения в комплексной НЧ области может быть разложен на составляющие:

$$\begin{aligned} \tilde{y}_{c,k}(t) = & \underbrace{\sqrt{P_c} \hat{\mathbf{f}}_{c,k}^H \hat{\mathbf{H}}_{c,k}(t) \mathbf{W}_c \hat{\alpha}_{1,c,k} \hat{s}_{c,k}(t)}_{\text{полезная составляющая}} + \\ & + \underbrace{\sqrt{P_c} \hat{\mathbf{f}}_{c,k}^H \hat{\mathbf{H}}_{c,k}(t) \mathbf{W}_c \sum_{i \neq k} \hat{\alpha}_{l,c,i} \hat{s}_{c,i}(t)}_{\text{внутрикластерная интерференция}} + \\ & + \underbrace{\sum_{b \neq c} \hat{\mathbf{f}}_{c,k}^H \hat{\mathbf{H}}_{c,k}(t) \mathbf{W}_c \hat{s}_b(t)}_{\text{межкластерная интерференция}} + \underbrace{\eta_{\text{IMD}}(t)}_{\text{межмодуляционные искажения}} + \quad (55) \\ & + \underbrace{\eta_{\text{nl}}(t)}_{\text{Вольтерра}} + \underbrace{\eta_{\text{XPI}}(t)}_{\text{кросс-поляризация}} + \underbrace{\eta_{\text{SCI}}(t)}_{\text{шум ошибки}} + \hat{\mathbf{f}}_{c,k}^H \hat{\mathbf{n}}_k(t). \end{aligned}$$

Из выражения (55) видно, что принимаемый сигнал пользователем  $k$  в кластере  $c$  представляет собой аддитивную смесь, состоящую из полезного сигнала, интерференционных составляющих, нелинейных искажений, а также шумовых составляющих. В случае оптимально сформированной матрицы прекодирования интерференционные составляющие в (52) должны полностью подавляться, однако на практике достижение данного условия не представляется возможным.

Для разделения сигналов внутри кластера пользователи применяют процедуру последовательного устранения интерференции SIC. Принцип SIC заключается в поэтапном детектировании и удалении из  $i$ -го суперпозиционного символа  $\tilde{y}_{c,k}(i)$  составных сигналов пользователей  $\{1 \dots k-1\}$  в момент времени  $t = iT$ , после чего приемник  $\text{AT}_{c,k}$  регистрирует предназначенный для него сигнал, который может быть представлен как:

$$\begin{aligned} \hat{s}_{c,k}(i) = & \text{SIC}(\tilde{y}_{c,k}(i), \{\alpha_{c,k}\}, \hat{\mathbf{H}}_{c,k}(i) \mathbf{W}_c = \tilde{y}_{c,k}(i) - \\ & - \sqrt{P_c} \hat{\mathbf{f}}_{c,k}^H \hat{\mathbf{H}}_{c,k}(t) \mathbf{W}_c \sum_{j=1}^{k-1} \alpha_{c,j} \bar{s}_{c,j}(i), \quad (56) \end{aligned}$$

где  $\hat{s}_{c,k}(i)$  – оценка символа сигнального созвездия пользователя  $k$ ;  $\bar{s}_{c,j}(i)$  – символ  $j$ -го составного сигнального созвездия на выходе решающего устройства, значение которого формируется на основе оценок символов  $\hat{s}_{c,j}(i)$ ,  $j = 1 \dots k-1$ .

### 3.3.11. Расчет показателей эффективности системы MIMO-NOMA-SM

В системах MIMO-NOMA с пространственным мультиплексированием оценка качества приема каждого информационного потока  $k$  в кластере  $c$  осуществляется через SINR, выражение для которого с учетом (55) принимает следующий вид:

$$\text{SINR}_{c,k} = \frac{P_{c,k}}{P_{\text{intra}} + P_{\text{res}} + P_{\text{inter}} + P_{\text{CSI}} + P_{\text{dist}} + P_{\text{noise}}}, \quad (57)$$

где  $P_{c,k}$  – мощность полезного сигнала для пользователя  $k$  в кластере  $c$ :

$$P_{c,k} = P_c \alpha_{c,k}^2 \gamma_{c,k};$$

$P_{\text{res}}$  – мощность интерференционной составляющей, вызванной ошибкой решающего устройства (РУ) на  $i$ -м шаге процедуры SIC ( $\delta_l = 1$ , если РУ допустило ошибку,  $\delta_l = 0$ , если символ декодирован правильно):

$$P_{\text{res}} = P_c \gamma_{c,k} \sum_{l \in \{1 \dots k-1\}} \delta_l \alpha_{c,l}^2;$$

$P_{\text{intra}}$  – мощность внутрикластерной интерференции:

$$P_{\text{intra}} = P_c \sum_{j=k+1} \alpha_{c,j}^2 \gamma_{c,k},$$

$$\begin{aligned} \gamma_{c,k} = & \left| \hat{\mathbf{f}}_{c,k}^H \hat{\mathbf{H}}_{c,k}(t) \mathbf{W}_c \right|^2 = \hat{\mathbf{f}}_{c,k}^H \mathbb{E} \left[ \hat{\mathbf{H}}_{c,k} \mathbf{W}_c \mathbf{W}_c^H \hat{\mathbf{H}}_{c,k}^H \right] \hat{\mathbf{f}}_{c,k} = \\ & = \hat{\mathbf{f}}_{c,k}^H \mathbf{R}_{c,k} \hat{\mathbf{f}}_{c,k}; \end{aligned}$$

$P_{\text{inter}}$  – мощность межкластерной интерференции:

$$P_{\text{inter}} = \sum_{b \neq c} \sum_{i=1}^{K_b} \left| \hat{\mathbf{f}}_{c,k}^H \hat{\mathbf{H}}_{c,k}(t) \mathbf{W}_b \right|^2;$$

$P_{\text{CSI}}$  – мощность ошибки оценивания параметров канала:

$$P_{\text{CSI}} = \sigma_e^2 \left| \hat{\mathbf{f}}_{c,k}^H \mathbf{W}_c \right|^2;$$

$P_{\text{dist}}$  – мощность продуктов кроссполяризации, интермодуляции и нелинейности:

$$P_{\text{dist}} = \mathbb{E}\{|\boldsymbol{\eta}|^2\} = \mathbb{E}\{|\boldsymbol{\eta}_{\text{XPI}}|^2\} + \mathbb{E}\{|\boldsymbol{\eta}_{\text{IMD}}|^2\} + \mathbb{E}\{|\boldsymbol{\eta}_{\text{nl}}|^2\};$$

$P_{\text{noise}}$  – мощность шумовой составляющей:

$$P_{\text{noise}} = \sigma^2 \|\hat{\mathbf{f}}_{c,k}\|^2.$$

Подстановка данных выражений в (57) позволяет вывести выражение (58) [19, 20].

В последующем для условия корректной работы РУ на  $k-1$  этапах процедуры SIC, т. е.  $\delta_l = 0$ ,  $l = 1, \dots, k-1$ , отношение сигнал / шум + интерференция будет обозначаться как  $\text{SINR}_{c,k}^{\text{corr}}$  и  $\text{SINR}_{c,k}^{\text{err}}$  для случая, когда РУ допускало ошибки.

Для произвольной модуляции порядка  $M$  (например,  $M$ -QAM или  $M$ -PSK) вероятность символической ошибки при  $\text{SINR}_{c,k}$  задается функцией вида (59), где  $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ ;  $k_M$  – коэффициент, учитывающий минимальное расстояние между точками в решетке квадратных созвездий  $M$ -QAM:

$$k_M = \sqrt{\frac{3}{(M-1)}}.$$

$$\text{SINR}_{c,k} = \frac{P_c \alpha_{c,k}^2 \gamma_{c,k}}{P_c \gamma_{c,k} \left( \sum_{j=k+1}^{K_c} \alpha_{c,j}^2 + \sum_{l \in \{1 \dots k-1\}} \delta_l \alpha_{c,l}^2 \right) + \sum_{b \neq c} \sum_{i=1}^{K_b} P_b \alpha_{b,i}^2 \left| \hat{\mathbf{f}}_{c,k}^H \hat{\mathbf{H}}_{c,k}(\mathbf{t}) \mathbf{W}_b \right|^2 + \sigma_e^2 \left\| \hat{\mathbf{f}}_{c,k}^H \mathbf{W}_c \right\|^2 + E\{|\eta|^2\} + \sigma^2 \left\| \hat{\mathbf{f}}_{c,k} \right\|^2} \quad (58)$$

$$\Pr_{SE}(\text{SINR}_{c,k}) \approx \begin{cases} Q(\sqrt{2\text{SINR}_{c,k}}), \text{ BPSK} \\ 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q(k_M \sqrt{\text{SINR}_{c,k}}) - 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)^2 Q^2(k_M \sqrt{\text{SINR}_{c,k}}), M - \text{QAM} \end{cases} \quad (59)$$

Процедура последовательного устранения интерференции SIC в MIMO-NOMA состоит из поочередного декодирования и вычитания вкладов пользователей, упорядоченных по приемной мощности. Эта процедура существенно влияет на вероятность символьной ошибки (SER, аббр. от англ. Symbol Error Rate) для каждого потока, механизм расчета которой представлен далее.

Пусть для процедуры SIC логическая переменная  $\xi_l$  определяет результат декодирования символа  $l$ -го компонентного сигнала, где  $l < k$ , как  $\xi_l = 1$ , если декодирование осуществлено без ошибки, и  $\xi_l = 0$ , если была допущена ошибка при декодировании.

Тогда декодирование  $k-1$  первых компонентных символов может быть описано вектором  $\xi = [\xi_1, \dots, \xi_{k-1}]^T \in \{0,1\}^{k-1} \Xi$ , вероятность появления которого может быть описана выражением:

$$\Pr\{\xi\} = \prod_{l=1}^{k-1} \left[ \xi_l \left(1 - \Pr_{SE}(\text{SINR}_{c,l}(\Xi_j))\right) + (1 - \xi_l) \Pr_{SE}(\text{SINR}_{c,l}(\Xi_j)) \right] \quad (60)$$

$$\begin{aligned} \Pr\{\hat{s}_{c,k} = s_{c,k}\} &= \sum_{\xi \in \{0,1\}^{k-1}} \Pr(\xi) \left[ 1 - \Pr_{SE}(\text{SINR}_{c,k}(\Xi_k)) \right] = \\ &= \sum_{\xi \in \{0,1\}^{k-1}} \left[ \prod_{l=1}^{k-1} \left[ \xi_l \left(1 - \Pr_{SE}(\text{SINR}_{c,l}(\Xi_j))\right) + (1 - \xi_l) \Pr_{SE}(\text{SINR}_{c,l}(\Xi_j)) \right] \cdot \left[ 1 - \Pr_{SE}(\text{SINR}_{c,k}(\Xi_k)) \right] \right]. \end{aligned} \quad (62)$$

Скорость передачи (бит/с) для  $k$ -го пользователя в кластере  $c$  можно выразить через обобщенную формулу Шеннона:

$$R_{c,k} = B_{c,k} \log_2(1 + \text{SINR}_{c,k}(\Xi_k)). \quad (63)$$

Суммарная пропускная способность (бит/с) кластера  $c$  определяется согласно выражению:

$$R_c = \sum_{k=1}^{K_c} R_{c,k} = \sum_{k=1}^{K_c} B_{c,k} \log_2(1 + \text{SINR}_{c,k}(\Xi_k)), \quad (64)$$

$$R_{\text{sum}} = \sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^{K_c} B_{c,k} \log_2(1 + \text{SINR}_{c,k}(\Xi_k)). \quad (65)$$

где  $\Xi_l = \{j < l: \xi_j = 0\}$  – множество индексов ошибочно декодированных пользователей до шага  $l$ ;  $\text{SINR}_{c,l}(\Xi_j)$  – эффективное значение SINR на шаге  $l$ ; с учетом остаточной интерференции от всех  $j \in \Xi_l$ ,  $\Pr_{SE}(\text{SINR}_{c,l}(\Xi_j))$  – условная вероятность символьной ошибки для пользователя  $l$  при заданном SINR.

При заданном сценарии  $\xi$ , вероятность правильного восстановления  $k$ -го символа:

$$\Pr\{\hat{s}_{c,k} = s_{c,k} | \xi\} = 1 - \Pr_{SE}(\text{SINR}_{c,k}(\Xi_k)). \quad (61)$$

Общая формула вероятности правильного декодирования имеет вид (62).

Для определения скорости передачи данных в нисходящем потоке для  $k$ -го пользователя в кластере  $c$  системы MIMO-NOMA с пространственным мультиплексированием следует исходить из уже выведенных выражений для SINR и учитывать особенности декодирования с использованием процедуры SIC.

Энергетическая эффективность (ЕЕ, аббр. от англ. Energy Efficiency) в системах MIMO-NOMA-SM определяется как отношение суммарной полезной скорости передачи информации к полному потреблению энергии на передачу и обработку сигнала, которое включает в себя передающую мощность и статические потери, например, в цепях усиления, модуляции и кодирования.

Тогда энергетическая эффективность определяется как:

$$EE = \frac{\sum_{k=1}^{K_c} R_{c,k}}{P_c + P_{\text{rf}} + P_{\text{bb}} + P_{\text{PA}}}, \quad (66)$$

где  $P_c$  – мощность, выделенная на кластер  $c$ ;  $P_{\text{т}}$  – мощность, потребляемая радиочастотным трактом;  $P_{\text{бб}}$  – мощность, затрачиваемая на цифровую обработку в основной полосе частот;  $P_{\text{РА}}$  – мощность, потребляемая УМ.

Энергетическая эффективность является критическим показателем, особенно в современных системах с требованием высокой плотности пользователей и энергосберегающей архитектурой. Баланс между энергетической эффективностью и пропускной способностью требует комплексной оптимизации мощностей, числа пространственных потоков, выбора пользователей в кластер и стратегий декодирования.

Оценка справедливости распределения ресурсов может быть количественно выражена с помощью индекса Джайна [21]:

$$\mathcal{F}_{\text{Jain}} = \frac{(\sum_{k=1}^{K_c} R_{c,k})^2}{K_c \sum_{k=1}^{K_c} R_{c,k}^2}, \mathcal{F}_{\text{Jain}} \in (0,1]. \quad (67)$$

Равенство индекса Джайна единице соответствует абсолютно равномерному распределению ресурсов между пользователями. При использовании техники NOMA справедливость управления мощностью становится важным компромиссом между производительностью (максимизацией суммарной скорости передачи) и обеспечением равного качества обслуживания.

Представленные выражения (57–67) позволяют проводить численные оценки показателей эффективности систем MIMO-NOMA и служат основой для последующего оптимального распределения ресурсов и выбора архитектуры прекодеров и схем сложения в комплексной НЧ области в многопользовательских MIMO-NOMA сетях.

### 3.3.12. Сравнительный анализ разработанной модели с уже существующими

Предложенная модель системы MIMO-NOMA демонстрирует значительные преимущества в детализации динамики пользователей, нелинейностей усилителей и поляризационных эффектов, что делает ее уникальной по сравнению с существующими подходами. Она превосходит стандартные модели 3GPP и ITU-R по полноте описания ориентации устройств и аппаратных искажений, а также конкурирует с академическими моделями (DL-based, IRS-assisted) по аналитической строгости. Модель имеет высокий потенциал для исследований и разработки систем 5G, особенно в сценариях с высокой подвижностью и плотностью пользователей. Для повышения практической ценности рекомендуется сосредоточиться на оптимизации вычислений и тестировании в реальных условиях. Сравнительный анализ, приведенный ниже, подчеркивает конкурентоспособность модели и ее вклад в развитие телекоммуникационных технологий.

#### 1. Учет динамики пользователей

*Предложенная модель.* Полное описание траекторий пользователей. Учитывает ориентацию устройств, что важно для поляризационных систем.

*3GPP TR 38.901* [6]. Моделирование траекторий ограничено линейными или случайными перемещениями без учета ускорения и ориентации.

*ITU-R M.2412* [22]. Учитывает высокую мобильность, но не детализирует ориентацию устройств или сложные траектории.

*WINNER II/+ / III* [23, 24]. Поддерживает подвижность, но модели траекторий линейны или случайные пути.

*DL-based MIMO-NOMA* [25]. Не акцентирует внимание на динамике пользователей, сосредотачиваясь на адаптации к CSI.

*IRS-assisted MIMO-NOMA* [25]. Рассматривает статические или низкоскоростные сценарии, без детального учета ориентации.

#### 2. Модель канала

*Предложенная модель.* Геометрическая 3D-модель с учетом доплеровского сдвига, DoA / DoD, многолучевого распространения и поляризации.

*3GPP TR 38.901.* Стохастическая 3D-модель, поддерживает многолучевое распространение, доплеровский сдвиг и поляризацию. Однако не включает детального учета ориентации устройств.

*ITU-R M.2412.* Аналогична 3GPP по поддержке 3D-сценариев, но менее детализирована в части поляризационных эффектов.

*WINNER II/+ / III.* Поддерживает 2D- и 3D-сценарии, но менее гибкая в сравнении с 3GPP по настройке параметров канала.

*DL-based MIMO-NOMA.* Упрощенная модель канала, полагается на нейронные сети для компенсации неточностей.

*IRS-assisted MIMO-NOMA.* Учитывает управление каналом через IRS, что улучшает качество сигнала в NLoS.

#### 3. Нелинейности усилителей

*Предложенная модель.* Детальное описание нелинейностей с использованием моделей Салеха и Вольтерра, включая эффекты памяти и температурные зависимости.

*3GPP TR 38.901.* Не учитывает нелинейности усилителей.

*ITU-R M.2412.* Аналогично, игнорирует аппаратные искажения.

*WINNER II/+ / III.* Не включает нелинейности.

*DL-based MIMO-NOMA.* Учитывает нелинейности косвенно без явного аналитического описания.

*IRS-assisted MIMO-NOMA*. Не рассматривает нелинейности.

#### 4. Неточность CSI

*Предложенная модель*. Явно учитывает неточность CSI через матрицу ошибки, влияющую на SINR и производительность.

*3GPP TR 38.901*. Поддерживает моделирование неидеальной CSI, но без явных аналитических выражений для ошибок.

*ITU-R M.2412*. Учитывает неточность CSI в обобщенной форме.

*WINNER II/+ / III*. Ограниченная поддержка неидеальной CSI.

*DL-based MIMO-NOMA*. Основной акцент на компенсацию неточности CSI через глубокое обучение.

*IRS-assisted MIMO-NOMA*. Учитывает неточность CSI, но фокус на управлении IRS.

#### 5. SINR и производительность

*Предложенная модель*. Аналитические выражения для SINR с учетом внутрикластерной и межкластерной интерференции, шума, нелинейностей и ошибки CSI.

*3GPP TR 38.901*. Предоставляет инструменты для расчета SINR, но без учета нелинейностей и ориентации устройств.

*ITU-R M.2412*. Аналогично 3GPP, фокус на стандартных метриках.

*WINNER II/+ / III*. Поддерживает расчет SINR, но менее детализирована.

*DL-based MIMO-NOMA*. Высокая производительность за счет адаптации, но ограниченная аналитическая база.

*IRS-assisted MIMO-NOMA*. Улучшенный SINR благодаря IRS, но требует дополнительных ресурсов.

### Заключение

В настоящей работе разработана и представлена математическая модель части системы MIMO-NOMA, охватывающей участок канала между прекодером на стороне передачи и схемой сложения в комплексной НЧ области на стороне приема. Модель построена с целью реалистичного описания условий распространения сигнала и взаимодействия с пользователями, с акцентом на динамику терминалов и другие критически важные факторы, влияющие на структуру канала.

### Список источников

1. Ding Z., Lei X., Karagiannidis G.K., Schober R., Yuan J., Bhargava V.K. A Survey on Non-Orthogonal Multiple Access for 5G Networks: Research Challenges and Future Trends // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 2017. Vol. 35. Iss. 10. PP. 2181–2195. DOI:10.1109/JSAC.2017.2725519. EDN:YGQORJ
2. Willems J., Corbetta A., Menkovski V., Toschi F. Pedestrian orientation dynamics from high-fidelity measurements // Scientific Reports. 2020. Vol. 10. Iss. 1. PP. 11653. DOI:10.1038/s41598-020-68287-6
3. Helbing D., Molnar P. Social Force Model for Pedestrian Dynamics // Physical Review E. 1998. Vol. 51. Iss. 5. PP. 482–486. DOI:10.1103/PhysRevE.51.4282

Предложенный подход включает моделирование траекторий движения, ускорения, ориентации и коллективного поведения пользователей. Для описания этих аспектов использованы стохастические процессы (в частности, процесс Орнштейна – Уленбека) и модель социальных сил, что обеспечивает гибкость при описании как индивидуальных, так и групповых сценариев мобильности – включая пешеходов и транспорт. Важным компонентом модели является учет нелинейности усилителей мощности с применением моделей Салеха и Вольтерра, позволяющих описывать амплитудно-фазовые искажений в широкополосных системах диапазона FR2, с учетом эффектов памяти и температурной нестабильности.

Разработанная модель отражает широкий спектр физических эффектов, таких как доплеровский сдвиг, углы прихода и ухода сигналов, пространственное распределение абонентов, межканальная интерференция и аппаратные искажения. Это позволяет использовать ее как базис для дальнейшей оптимизации алгоритмов предварительного кодирования и комбинирования, направленных на повышение спектральной эффективности и помехоустойчивости в системах мобильной связи нового поколения.

Практическая значимость работы заключается в формировании универсального инструментария, пригодного для адаптации радиосетей к сложным городским условиям с высокой плотностью и подвижностью пользователей. Предложенная модель может быть использована для разработки методов пространственного мультиплексирования, управления интерференцией и предиктивного формирования лучей.

Следует отметить, что в рамках данной публикации изложены исключительно теоретические основы: построена модель, введены необходимые допущения и предложена формальная структура описания радиоканала. Проведение численного моделирования, анализ параметрической чувствительности и сопоставление с реальными сценариями оставлены за рамками настоящего исследования. В дальнейшем планируется реализация вычислительных экспериментов, обработка результатов и формулировка инженерных рекомендаций по проектированию и оптимизации систем MIMO-NOMA в условиях реальных беспроводных каналов.

4. Ge Q., Sun Q., Li S.E., Zheng S., Wu W., Chen X. Numerically Stable Dynamic Bicycle Model for Discrete-Time Control // Proceedings of the Intelligent Vehicles Symposium Workshops (IV Workshops, Nagoya, Japan, 11–17 July 2021). IEEE, 2021. PP. 128–134. DOI:10.1109/IVWorkshops54471.2021.9669260
5. Lai F., Huang C. Seventh-Degree Polynomial-Based Single Lane Change Trajectory Planning and Four-Wheel Steering Model Predictive Tracking Control for Intelligent Vehicles // Vehicles. 2024. Vol. 6. Iss. 4. PP. 2228–2250. DOI:10.3390/vehicles6040109. EDN:MERHQF
6. Rec. ITU-R P.1411-12 (08/2023). Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz.
7. 3GPP TR 38.901 V18.0.0 (2023-12). Study on Channel Model for Frequencies from 0.5 to 100 GHz.
8. Rec. ITU-R P.530-18 (09/2021). Propagation data and prediction methods required for the design of terrestrial line-of-sight systems.
9. Rec. ITU-R P.833-10 (09/2021). Attenuation in vegetation.
10. Rec. ITU-R P.838-3 (1992-1999-2003-2005). Specific attenuation model for rain for use in prediction methods.
11. Molisch A.F. Wireless Communications. John Wiley & Sons, 2011. 884 p.
12. Ma Z., Ai B., He R., Wang G., Zhong Z., Yang M. Impact of UAV Rotation on MIMO Channel Space-Time Correlation // Proceedings of the 92nd Vehicular Technology Conference (VTC2020-Fall, Victoria, Canada, 18 November 2020 – 16 December 2020). IEEE, 2021. DOI:10.1109/VTC2020-Fall49728.2020.9348811
13. Zeng L., Cheng X., Wang C.-X., Yin X. A 3D Geometry-Based Stochastic Channel Model for UAV-MIMO Channels // Proceedings of the Wireless Communications and Networking Conference (WCNC, San Francisco, USA, 19–22 March 2017). IEEE, 2017. DOI:10.1109/WCNC.2017.7925794
14. Wu Y., Gu Y., Wang Z. Efficient Channel Estimation for mmWave MIMO With Transceiver Hardware Impairments // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2019. Vol. 68. Iss. 10. PP. 9883–9895. DOI:10.1109/TVT.2019.2934167
15. Beddiaf S., Khelil A., Khennoufa F., Kara F., Kaya H., Li X. A Unified Performance Analysis of Cooperative NOMA with Practical Constraints: Hardware Impairment, Imperfect SIC and CSI // IEEE Access. 2022. Vol. 10. PP. 132931–132948. DOI:10.1109/access.2022.3230650. EDN:EIBYDD
16. Saleh A.A.M. Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers // IEEE Transactions on Communications. 1981. Vol. 29. Iss. 11. PP. 1715–1720. DOI:10.1109/TCOM.1981.1094911
17. Isaksson M., Wisell D., Ronnow D. A comparative analysis of behavioral models for RF power amplifiers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2006. Vol. 54. Iss. 1. PP. 348–359. DOI:10.1109/TMTT.2005.860500
18. Rönnow D. Software for determining the third order Volterra kernels of radio frequency power amplifiers. 2005. DOI:10.13140/2.1.4327.8724
19. Синильников А.М., Фокин Г.А., Гришин И.В., Калинин А.А. Анализ пропускной способности систем MIMO-NOMA // Электросвязь. 2024. № 10. С. 20–32. DOI:10.34832/ELSV.2024.59.10.004. EDN:DFCTXZ
20. Синильников А.М., Фокин Г.А., Гришин И.В., Калинин А.А. Анализ технологии неортогонального множественного доступа с разделением по мощности PD-NOMA // Вестник СибГУТИ. 2024. Т. 18. №. 4. С. 3–21. DOI:10.55648/1998-6920-2024-18-4-3-21. EDN:HOVCSL
21. Jain R., Chiu D.-M., Hawe W.R. A Quantitative Measure of Fairness and Discrimination for Resource Allocation in Shared Computer Systems. DEC Research Report TR-301. 1984.
22. Rec. ITU-R M.2412-0 (10/2017). Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-2020.
23. Kyösti P., Meinilä J., Hentilä L., Holma P., Käske M., Narandžić M., et al. WINNER II Channel Models for System Level Simulations. Final Report on Model Specification. Version 1.2. 2008. URL: <http://signserv.signal.uu.se/Publications/WINNER/WIN2D112.pdf>
24. Holma P., Meinilä J., Kyösti P., Hentilä L., Jämsä T., Suikkanen E., et al. CP5-026 WINNER+ D5.3 v1.0 WINNER+ Final Channel Models. 2010.
25. Chi Y., Liu L., Song G., Yuen C., Guan Y.L., Li Y. Practical MIMO-NOMA: Low Complexity & Capacity-Approaching Solution // arXiv preprint. 2018. DOI:10.48550/arXiv.1807.06846
26. de Sena A.S., Nardelli P.H.J., da Costa D.B., Lima F.R.M., Yang L., Popovski P., Ding Z., Papadias C.B. IRS-Assisted Massive MIMO-NOMA Networks with Polarization Diversity // arXiv preprint. 2021. DOI:10.48550/arXiv.2105.12952

## References

1. Ding Z., Lei X., Karagiannidis G.K., Schober R., Yuan J., Bhargava V.K. A Survey on Non-Orthogonal Multiple Access for 5G Networks: Research Challenges and Future Trends. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 2017;35(10):2181–2195. DOI:10.1109/JSAC.2017.2725519. EDN:YQGQRJ
2. Willems J., Corbetta A., Menkovski V., Toschi F. Pedestrian orientation dynamics from high-fidelity measurements. *Scientific Reports*. 2020;10(1):11653. DOI:10.1038/s41598-020-68287-6
3. Helbing D., Molnar P. Social Force Model for Pedestrian Dynamics. *Physical Review E*. 1998;51(5):482–486. DOI:10.1103/PhysRevE.51.4282
4. Ge Q., Sun Q., Li S.E., Zheng S., Wu W., Chen X. Numerically Stable Dynamic Bicycle Model for Discrete-Time Control. *Proceedings of the Intelligent Vehicles Symposium Workshops, IV Workshops, 11–17 July 2021, Nagoya, Japan*. IEEE; 2021. p.128–134. DOI:10.1109/IVWorkshops54471.2021.9669260
5. Lai F., Huang C. Seventh-Degree Polynomial-Based Single Lane Change Trajectory Planning and Four-Wheel Steering Model Predictive Tracking Control for Intelligent Vehicles. *Vehicles*. 2024;6(4):2228–2250. DOI:10.3390/vehicles6040109. EDN:MERHQF
6. Rec. ITU-R P.1411-12 (08/2023). Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz.
7. 3GPP TR 38.901 V18.0.0 (2023-12). Study on Channel Model for Frequencies from 0.5 to 100 GHz.
8. Rec. ITU-R P.530-18 (09/2021). Propagation data and prediction methods required for the design of terrestrial line-of-sight systems.
9. Rec. ITU-R P.833-10 (09/2021). Attenuation in vegetation.

10. Rec. ITU-R P.838-3 (1992-1999-2003-2005). *Specific attenuation model for rain for use in prediction methods*.
11. Molisch A. F. *Wireless Communications*. John Wiley & Sons; 2011. 884 p.
12. Ma Z., Ai B., He R., Wang G., Zhong Z., Yang M. Impact of UAV Rotation on MIMO Channel Space-Time Correlation. *Proceedings of the 92nd Vehicular Technology Conference, VTC2020-Fall, 18 November 2020 – 16 December 2020, Victoria, Canada*. IEEE; 2021. DOI:10.1109/VTC2020-Fall49728.2020.9348811
13. Zeng L., Cheng X., Wang C.-X., Yin X. A 3D Geometry-Based Stochastic Channel Model for UAV-MIMO Channels. *Proceedings of the Wireless Communications and Networking Conference, WCNC, 19–22 March 2017, San Francisco, USA*. IEEE; 2017. DOI:10.1109/WCNC.2017.7925794
14. Wu Y., Gu Y., Wang Z. Efficient Channel Estimation for mmWave MIMO With Transceiver Hardware Impairments. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2019;68(10):9883–9895. DOI:10.1109/TVT.2019.2934167
15. Beddiaf S., Khelil A., Khennoufa F., Kara F., Kaya H., Li X. A Unified Performance Analysis of Cooperative NOMA with Practical Constraints: Hardware Impairment, Imperfect SIC and CSI. *IEEE Access*. 2022;10:132931–132948. DOI:10.1109/access.2022.3230650. EDN:EIBYDD
16. Saleh A.A.M. Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers. *IEEE Transactions on Communications*. 1981;29(11):1715–1720. DOI:10.1109/TCOM.1981.1094911
17. Isaksson M., Wisell D., Ronnow D. A comparative analysis of behavioral models for RF power amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2006;54(1):348–359. DOI:10.1109/TMTT.2005.860500
18. Rönnow D. *Software for determining the third order Volterra kernels of radio frequency power amplifiers*. 2005. DOI:10.13140/2.1.4327.8724
19. Sinilnikov A.M., Fokin G.A., Grishin I.V., Kalinkina A.A. Throughput Analysis of MIMO-NOMA Systems. *Elektrosvyaz*. 2024; 10:20–32. (in Russ.) DOI:10.34832/ELSV.2024.59.10.004. EDN:DFCTXZ
20. Sinilnikov A.M., Fokin G.A., Grishin I.V., Kalinkina A.A. Analysis of power-division non-orthogonal multiple access technology. *The Herald of the Siberian State University of Telecommunications and Information Science*. 2024;18(4):3–21. (in Russ.) DOI:10.55648/1998-6920-2024-18-4-3-21. EDN:HOVCSL
21. Jain R., Chiu D.-M., Hawe W.R. *A Quantitative Measure of Fairness and Discrimination for Resource Allocation in Shared Computer Systems*. DEC Research Report TR-301. 1984.
22. Rec. ITU-R M.2412-0 (10/2017). *Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-2020*.
23. Kyösti P., Meinilä J., Hentilä L., Holma P., Käske M., Narandžić M., et al. *WINNER II Channel Models for System Level Simulations. Final Report on Model Specification. Version 1.2*. 2008. URL: <http://signserv.signal.uu.se/Publications/WINNER/WIN2D112.pdf>
24. Holma P., Meinilä J., Kyösti P., Hentilä L., Jämsä T., Suikkanen E., et al. *CP5-026 WINNER+ D5.3 v1.0 WINNER+ Final Channel Models*. 2010.
25. Chi Y., Liu L., Song G., Yuen C., Guan Y.L., Li Y. Practical MIMO-NOMA: Low Complexity & Capacity-Approaching Solution. *arXiv preprint*. 2018. DOI:10.48550/arXiv.1807.06846
26. de Sena A.S., Nardelli P.H.J., da Costa D.B., Lima F.R.M., Yang L., Popovski P., Ding Z., Papadias C.B. IRS-Assisted Massive MIMO-NOMA Networks with Polarization Diversity. *arXiv preprint*. 2021. DOI:10.48550/arXiv.2105.12952

Статья поступила в редакцию 03.07.2025; одобрена после рецензирования 05.08.2025; принята к публикации 07.08.2025.

The article was submitted 03.07.2025; approved after reviewing 05.08.2025; accepted for publication 07.08.2025.

## Информация об авторах:

<b>ГРИШИН</b> <b>Илья Владимирович</b>	кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  <a href="https://orcid.org/0009-0007-8162-2328">https://orcid.org/0009-0007-8162-2328</a>
<b>ФОКИН</b> <b>Григорий Алексеевич</b>	доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой беспроводных технологий и систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  <a href="https://orcid.org/0000-0002-5358-1895">https://orcid.org/0000-0002-5358-1895</a>
<b>КАЛИНКИНА</b> <b>Алла Александровна</b>	аспирант кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  <a href="https://orcid.org/0009-0006-0264-0791">https://orcid.org/0009-0006-0264-0791</a>
<b>СИНИЛЬНИКОВ</b> <b>Александр Михайлович</b>	главный инженер научно-технического центра спутниковых систем связи, радио-мониторинга и вещания Национального исследовательского центра телекоммуникаций им. М.И. Кривошеева, филиал в г. Санкт-Петербурге  <a href="https://orcid.org/0009-0007-2869-4373">https://orcid.org/0009-0007-2869-4373</a>

Авторы сообщают об отсутствии конфликтов интересов.

The authors declare no conflicts of interests.

Научная статья

УДК 621.396.674.3

<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-4-51-66>

EDN:AEIHDH



## Разработка секторной антенны для базовой станции сотовой связи с антенным элементом на диэлектрической подложке

- Николай Олегович Лукьянов<sup>1</sup>, lukyanovNO@yandex.ru  
Данила Андреевич Лянгузов<sup>2</sup> ✉, lyanguzov.da@sut.ru  
Артём Геннадьевич Чернышов<sup>2</sup>, chernyshov.ag@sut.ru

<sup>1</sup>Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, Санкт-Петербург, 194064, Российская Федерация

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

### Аннотация

**Актуальность** темы состоит в необходимости развития сетей сотовой связи, что с одной стороны, ставит перед инженерами задачу по разработке антенных устройств, обеспечивающих необходимую дальность связи, а с другой стороны, накладывает ограничения на линейные размеры излучателей с сохранением требований по простоте изготовления и надежности эксплуатации, с учетом неблагоприятных погодных условий. В условиях перехода к стандартам связи нового поколения возникает потребность в создании антенных систем, способных работать в широком диапазоне частот и обеспечивать устойчивый уровень сигнала при высокой плотности абонентов. Особую значимость приобретает разработка антенных решеток, позволяющих формировать заданные диаграммы направленности и обеспечивать равномерное покрытие обслуживаемой территории.

**Цель** исследования заключается в разработке малогабаритной антенной решетки с требуемыми электрическими характеристиками. Антенные элементы должны отличаться технологичностью изготовления.

В качестве численных методов для вычисления электрических характеристик антенны использованы **метод конечных элементов** и **метод конечных разностей во временной области**. Для решения задачи сокращения линейных размеров антенного элемента с сохранением направленных и диапазонных свойств применен **градиентный метод оптимизации**.

**Результатом** исследования является полноразмерный экспериментальный образец линейной антенной решетки базовой станции сотовой связи. Его конструкция и характеристики обоснованы в данной работе.

**Научная новизна:** описание методики нового подхода в изготовлении элемента антенны, отличающегося от существующих использованием специальной подстилающей вставки под каждый элемент антенной решетки.

**Практическая значимость** результатов научного исследования заключается в разработке антенной решетки, имеющую безыскаженную диаграмму направленности в диапазоне частот 1710–2700 МГц и коэффициент усиления не менее 15 дБ.

**Ключевые слова:** антенна, антенная решетка, диполь, сотовая связь, метод конечных разностей во временной области, метод конечных элементов

**Ссылка для цитирования:** Лукьянов Н.О., Лянгузов Д.А., Чернышов А.Г. Разработка секторной антенны для базовой станции сотовой связи с антенным элементом на диэлектрической подложке // Труды учебных заведений связи. 2025. Т. 11. № 4. С. 51–66. DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-4-51-66. EDN:AEIHDH

Original research

<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-4-51-66>

EDN:AEIIDH

# Development of a Sector Antenna for a Cellular Base Station with an Antenna Element on a Dielectric Substrate

 Nikolay O. Lukyanov<sup>1</sup>, LukyanovNO@yandex.ru

 Danila A. Lyanguzov<sup>2</sup> , lyanguzov.da@sut.ru

 Artem G. Chernyshov<sup>2</sup>, chernyshov.ag@sut.ru

<sup>1</sup>Telecommunications Military Academy,  
St. Petersburg, 194064, Russian Federation

<sup>2</sup>The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications,  
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

## Annotation

**The relevance** of the topic is to develop cellular networks, which, on the one hand, requires the development of antenna devices that provide the required communication range, and on the other hand, imposes restrictions on the linear dimensions of emitters while maintaining the requirements for ease of manufacture and reliability of operation, taking into account adverse weather conditions. With the transition to next-generation communication standards, there is an increasing demand for antenna systems capable of operating over a wide frequency range and providing a stable signal level under high subscriber density. Of particular importance is the development of antenna arrays that allow the formation of specified radiation patterns and ensure uniform coverage of the serviced area.

**The goal** is to develop a small-sized antenna array with the required electrical characteristics. Antenna elements should be distinguished by manufacturability. **The finite element method (FEM) and the finite difference method in the time domain (FDTD)** are used as numerical methods for calculating the electrical characteristics of the antenna. **The gradient optimization method** is used to solve the problem of reducing the linear dimensions of the antenna element while maintaining directional and range properties.

**The result** of the study is a full-size experimental sample of a linear antenna array of a cellular base station. Its design and characteristics are substantiated in this work.

**Novelty:** description of the method of a new approach to the manufacture of an antenna element, which differs from existing ones by using a special underlying insert under each element of the antenna array.

**The practical significance** of the results of scientific research lies in the development of an antenna array with a distortion-free directional diagram in the frequency range of 1710–2700 MHz and a gain of at least 15 dB.

**Keywords:** antenna, antenna array, dipole, cellular communication, FDTD, FEM

**For citation:** Lukyanov N.O., Lyanguzov D.A., Chernyshov A.G. Development of a Sector Antenna for a Cellular Base Station with an Antenna Element on a Dielectric Substrate. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2025;11(4):51–66. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-4-51-66. EDN:AEIIDH

## Введение

Мобильная сотовая связь и высокоскоростной интернет стали неотъемлемой частью человеческого общества, затрагивающей широкий спектр его деятельности. Полноценная жизнь человека в современном мире невозможна без сотовой связи. Одним из проблемных вопросов обеспечения мобильной радиосвязи является необходимость формирования системы ретрансляторов и базовых

станций. Антенные системы базовых станций сотовой связи играют важнейшую роль в приеме и передаче радиосигнала. Дальность, качество связи и скорость приема и передачи информации существенно зависят от электрических параметров антенн. Линейные антенные решетки секторных антенн базовых станций являются сложной конструкцией, требующей соблюдения множества па-

раметров. Их разработка требует широкого спектра знаний в области технической электродинамики. Параметры антенн, такие как ширина главного лепестка диаграммы направленности (ДН), кроссполяризационная характеристика, коэффициент усиления (КУ), коэффициент стоячей волны в фидере, существенно зависят от конструкции излучающей поверхности элемента антенной решетки, формы и размеров рефлектора, конструктивных элементов секторной антенны, находящихся в непосредственной близости от излучателя. В Российской Федерации руководящими документами<sup>1, 2, 3</sup> определены достаточно высокие требования к электрическим характеристикам (ЭХ) антенн базовых станций сотовой связи, а именно:

- коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) в фидере с волновым сопротивлением ( $\rho_{\phi}$ ) 50 или 75 Ом не должен превышать 1,5 ( $k_{св} \leq 1,5$ );
- величина развязки между входами / выходами для антенн, функционирующих на двух ортогональных поляризациях или в двух и более диапазонах частот, должна составлять величину не менее 25 дБ;
- уровень поляризационной развязки в главном направлении излучения для антенн, функционирующих с двумя ортогональными поляризациями, должен составлять величину не менее 17 дБ;
- для антенн с секторной ДН коэффициент усиления  $G$  должен удовлетворять следующему условию  $G \leq 10 \lg(360^\circ / \Delta\varphi^\circ) + 13$  дБи.

Соблюдение данных условий позволяет добиться необходимых дальности и качества связи.

Развитие систем сотовой связи и освоение новых радиочастотных диапазонов требует создания новых антенных систем. При проектировании секторных антенн базовых станций сотовой связи применяется технология разнесенной поляризации [1], для этого разрабатываются антенные элементы с линейной поляризацией. Они расположены ортогонально друг другу под углами  $\pm 45^\circ$  относительно нормали к поверхности земли. Это позволяет повысить пропускную способность канала [2]. Кроме того, для обеспечения работы в нескольких поддиапазонах в современных базовых станциях все чаще применяются широкополосные антенные элементы. Востребованным и широко используемым является диапазон частот 1700–2700 МГц, здесь применяются как металлические, так и изготовленные по технологии печатных плат антенные элементы.

В [3–13] приведено описание различных антенных элементов, имеющих как отличия (в основном это форма излучающей поверхности и схема питания), так и выраженные общие сходства. В большинстве случаев используются ортогональные диполи, расположенные над рефлектором. Излучающая поверхность таких антенн находится в плоскости рефлектора, а плечи имеют с последним короткозамкнутую линию. Секторная антенна является линейной антенной решеткой с рефлектором. Учитывая диапазон рабочих частот, а также высокие требования по согласованию, развязке и параметрам характеристики направленности (ХН), необходимо точно соблюдать расчетные размеры, геометрию элементов антенны и их взаимное расположение в линейной решетке.

#### Постановка задачи на разработку антенной решетки с антенным элементом на диэлектрической подложке

Проектирование антенной решетки сводится к решению задач разработки и оптимизации элемента антенной решетки, линейной антенной решетки с рефлектором и высокочастотного делителя мощности [14].

При решении первой подзадачи необходимо добиться наименьших размеров излучающей поверхности антенного элемента, при сохранении заданных характеристик.

Этапы оптимизации:

- задание требуемых характеристик;
- выбор типа излучателя;
- выбор критериев оптимизации;
- выбор параметров оптимизации;
- расчет и анализ ЭХ.

С учетом вышеизложенного сформулируем требования к излучающему элементу секторной антенны для базовых станций сотовой связи:

во-первых, КСВН в фидере с волновым сопротивлением 50 Ом не должен превышать 1,5 в полосе частот 1710–2700 МГц;

во-вторых, величина развязки между входами / выходами для антенных элементов, функционирующих на двух ортогональных поляризациях или в двух и более диапазонах частот, должна составлять величину не менее 25 дБ в заданной полосе частот.

В качестве излучателя выберем ортогональные симметричные вибраторы над рефлектором, излучающие поверхности которых расположены в плос-

<sup>1</sup> ГОСТ Р 56154-2014 Антенны приемопередающие для центровых (базовых) и мобильных радиостанций сухопутной подвижной радиосвязи и их характеристики». М.: Стандартинформ, 2014.

<sup>2</sup> Руководящий документ РД 45.261-2002 «Антенны базовых станций систем сотовой подвижной связи. Технические требования». Утв. Минсвязи РФ. 2002.

<sup>3</sup> Приказ Мининформсвязи РФ от 23.11.2006 № 153 «Требования к параметрам антенн для базовых станций систем подвижной радиотелефонной связи».

кости рефлектора. Учитывая, что излучатель состоит из двух ортогональных элементов, а именно из излучателя и симметрирующего устройства на специальной стойке, удобно изготавливать антенное устройство на основе технологии печатных плат, используя диэлектрические подложки из материала FR4 с медным напылением. В данном случае высока вероятность получения требуемых параметров и характеристик антенны с высокой точностью. Такие антенны достаточно просто изготовить. Пример и схема антенного устройства, выбранного в качестве исходного элемента для оптимизации, представлена на рисунке 1.

Исходя из требований, предъявляемым к характеристикам секторных антенн базовых станций для антенного элемента, важнейшими параметрами являются КСВН и ДН. Требуется добиться оптимальной формы излучающей поверхности, что даст нужные ЭХ антенны (см. рисунок 1а). Для этого разделим поверхность прямоугольного плеча антенны на несколько элементов: первый элемент со сторонами  $s_1, s_2$  и длиной  $l_1$ , который связан электрически со вторым отрезком со сторонами  $s_2, s_3$  и длиной  $l_2$ , который, в свою очередь,

связан электрически с третьим отрезком со сторонами  $s_3, s_4$  и длиной  $l_3$ . Плечи ортогональных вибраторов по умолчанию примем симметричными. Параметры, подлежащие оптимизации, определим через значения ширины отрезков  $s_1, s_2, s_3$  и  $s_4$ , а также длин отрезков, соответственно,  $l_1, l_2$  и  $l_3$ .

Одним из важных параметров симметричного вибратора, влияющих на согласование антенны в полосе частот, является расстояние между плечами вибратора (питающий зазор  $z$ ). Кроме того, симметричный вибратор расположен над рефлектором на определенной высоте, которая также является важным параметром; от ее величины зависит как согласование, так и форма, а также направленные свойства ДН. Как показали предварительные расчеты и выводы из различных источников [3–13], сама форма рефлектора также будет оказывать влияние на характеристики антенны. П-образный отражатель прямоугольной формы выберем в качестве рефлектора. Рефлектор возьмем шириной 150 мм, одним из параметров оптимизации рассмотрим высоту его П-образных краев.

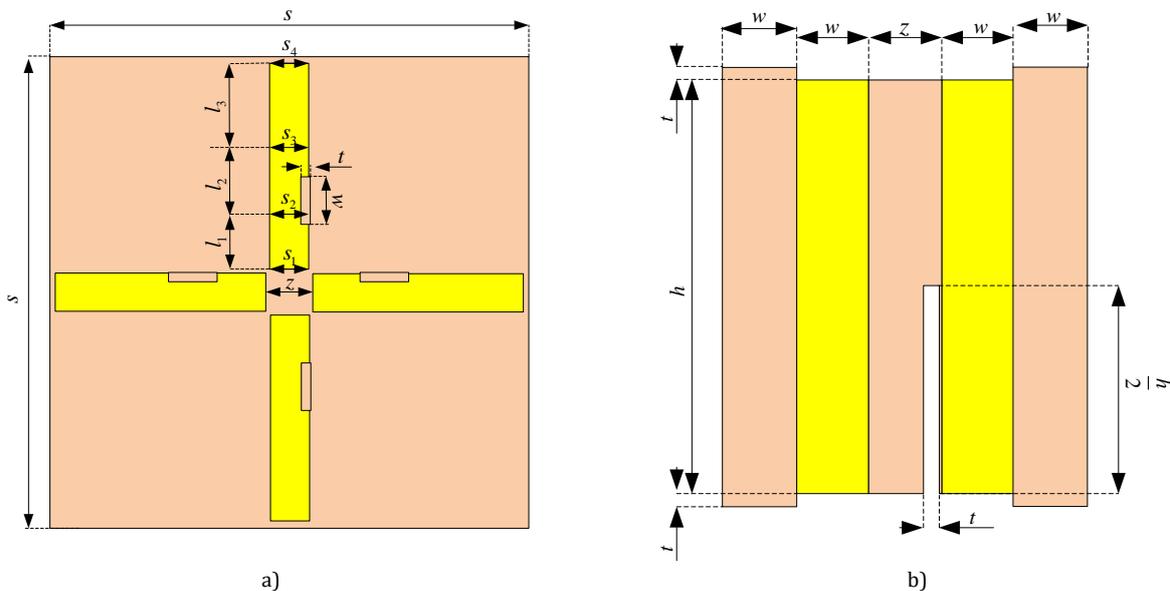


Рис. 1. Схема прототипа излучателя: а) излучатель; б) стойка с симметрирующим устройством

Fig. 1. Schematic Diagram of the Emitter Prototype: a) Emitter; b) Rack with Balancing Device

### Расчет электрических характеристик антенного элемента

Требуется решить многокритериальную задачу при поиске оптимального размера излучателя. Воспользуемся градиентным методом оптимизации.

Определим критерии оптимизации.

1) КСВН в фидере с волновым сопротивлением 50 Ом ( $\rho_{feed} = 50\text{ Ом}$ ), не превышающим значения

1,5 ( $k_{VSVR} \leq 1,5$ ) в полосе частот 1710–2700 МГц.

2) Коэффициент развязки между входами / выходами  $k_{S21}$  для ортогонально расположенных антенных элементов, значение которого во всей полосе частот не должно превышать – 25 дБ или 0,06 ( $k_{S21} \leq 0,06$ ).

Определим пределы, в которых будут осуществляться поиски оптимальных размеров излучателя. Область выбора параметров должна быть достаточной для решения задачи, но с другой стороны – минимальной для снижения трудоемкости и времени решения задачи.

Зададим пределы изменения параметров:

- 1 мм ≤  $s_1$  ≤ 10 мм, с шагом  $\Delta s_1 = 1$  мм;
- 10 мм ≤  $s_2$  ≤ 30 мм, с шагом  $\Delta s_2 = 1$  мм;
- 10 мм ≤  $s_3$  ≤ 30 мм, с шагом  $\Delta s_3 = 1$  мм;
- 10 мм ≤  $s_4$  ≤ 30 мм, с шагом  $\Delta s_4 = 1$  мм;
- 1 мм ≤  $l_1$  ≤  $l_2$ , с шагом  $\Delta l_1 = 1$  мм;
- 5 мм ≤  $l_2$  ≤  $l_3$  мм, с шагом  $\Delta l_2 = 1$  мм;

- 10 мм ≤  $l_3$  ≤ 35 мм, с шагом  $\Delta l_3 = 1$  мм;
- 2 мм ≤  $z$  ≤  $s_1 + 1$  мм; с шагом  $\Delta z = 1$  мм;
- 30 мм ≤  $h$  ≤ 40 мм, с шагом  $\Delta h = 1$  мм;
- 5 мм ≤  $h_{ref}$  ≤ 40 мм, с шагом  $\Delta h_{ref} = 5$  мм;
- 1 мм ≤  $w$  ≤ 10 мм, с шагом  $\Delta w = 1$  мм.

С учетом заданных параметров и критериев оптимизации, целевая функция примет вид (1), где,  $n$  – количество отсчетов по частоте рабочего диапазона радиостанции;  $k_{VSVR} = 1,5$  – требуемое значение КСВН;  $k_{VSVR_i}$  – значение КСВН на  $i$ -м шаге итерации;  $k_{S21}$  – требуемое значение коэффициента развязки;  $k_{S21_i}$  – значение коэффициента развязки на  $i$ -м шаге итерации.

$$f(m_{opt}) = \min_{m_{opt}} \left( \sum_{i=1}^n \left( \left( \frac{k_{VSVR_i}(m_{opt})}{n} - k_{VSVR} \right) + \left( \frac{k_{S21_i}(m_{opt})}{n} - k_{S21} \right) \right) \right), \quad (1)$$

при  $m_{opt} = (s_{1\_opt}, s_{2\_opt}, s_{3\_opt}, s_{4\_opt}, l_{1\_opt}, l_{2\_opt}, l_{3\_opt}, z, h_{opt}, h_{ref\_opt})$ .

При разработке компьютерной модели антенны и проведении расчетов использовались численные методы электродинамики. Сходимость результатов расчетов проверена методом конечных разностей во временной области (КРВО) и методом конечных элементов (МКЭ).

При решении задачи получены геометрические размеры антенны:

- $s_1 = 5$  мм,  $s_2 = 18$  мм,  $s_3 = 24$  мм,  $s_4 = 24$  мм,
- $z = 6$  мм,  $l_1 = 7$  мм,  $l_2 = 9$  мм,  $l_3 = 20$  мм,
- $w = 6$  мм,  $h = 37$  мм,  $h_{ref} = 30$  мм,  $t = 1$  мм.

Общие размеры диполя составили: длина 59 мм, ширина 24 мм, размеры общей диэлектрической подложки для размещения ортогональных диполей составил квадрат с длиной стороны  $s = 61$  мм, высота над рефлектором  $h$  составила 37 мм. Общая схема и оптимизированная форма антенны представлена на рисунке 2.

Для защиты от вредного воздействия неблагоприятных факторов окружающей среды антенную решетку целесообразно изготавливать в радиопрозрачном корпусе, используя при этом пластик или текстолит. Как экспериментальный образец была разработана модель пластикового радиопрозрачного корпуса, внешний вид представлен на рисунке 3. В качестве материала задана модель из ABS пластика со значением относительной диэлектрической проницаемости  $\epsilon_{ABS} = 2,9$ .

В результате проведенных дополнительных расчетов были получены следующие окончательные результаты, с учетом влияния пластикового защитного корпуса, размеры антенны составили:

- $s_1 = 5$  мм,  $s_2 = 18$  мм,  $s_3 = 23$  мм,  $s_4 = 23$  мм,
- $z = 6$  мм,  $l_1 = 7$  мм,  $l_2 = 9$  мм,  $l_3 = 19,5$  мм,
- $w = 6$  мм,  $h = 36$  мм,  $h_{ref} = 30$  мм,  $t = 1$  мм.

Предварительные расчеты проводились без учета влияния пластикового защитного радиопрозрачного корпуса на ЭХ антенного элемента.

Обобщенная модель антенного элемента антенной решетки включает в себя следующие составные части: 1 – антенна на диэлектрической подложке; 2 – симметрирующее устройство; 3 – линия питания антенн; 4 – рефлектор. Схема антенного устройства, рассчитанная с учетом радиопрозрачного корпуса и доработанной схемой питания, представлена на рисунке 4.

Излучающая поверхность антенны представляет собой два ортогональных оптимизированных полосковых диполя длиной  $l = 59$  мм и шириной  $s = 24$  мм, расположенных под диэлектрической подложкой в форме квадратной пластины с длинами сторон 60 × 60 мм и толщиной 1 мм. Антенна расположена над рефлектором П-образной формы с размерами 150 × 150 мм и высотой бортов 30 мм. Рефлектор и плечи диполей связаны электрически с помощью полосковых линий каждая шириной 6 мм, расположенных на диэлектрических стойках длиной 36 мм, что соответствует высоте подвеса антенны над рефлектором. Ортогональные излучатели запитаны с помощью коаксиальных кабелей, электрически связаны с симметрирующим устройством, а между плечами антенны проходят переходные полосковые линии питания.

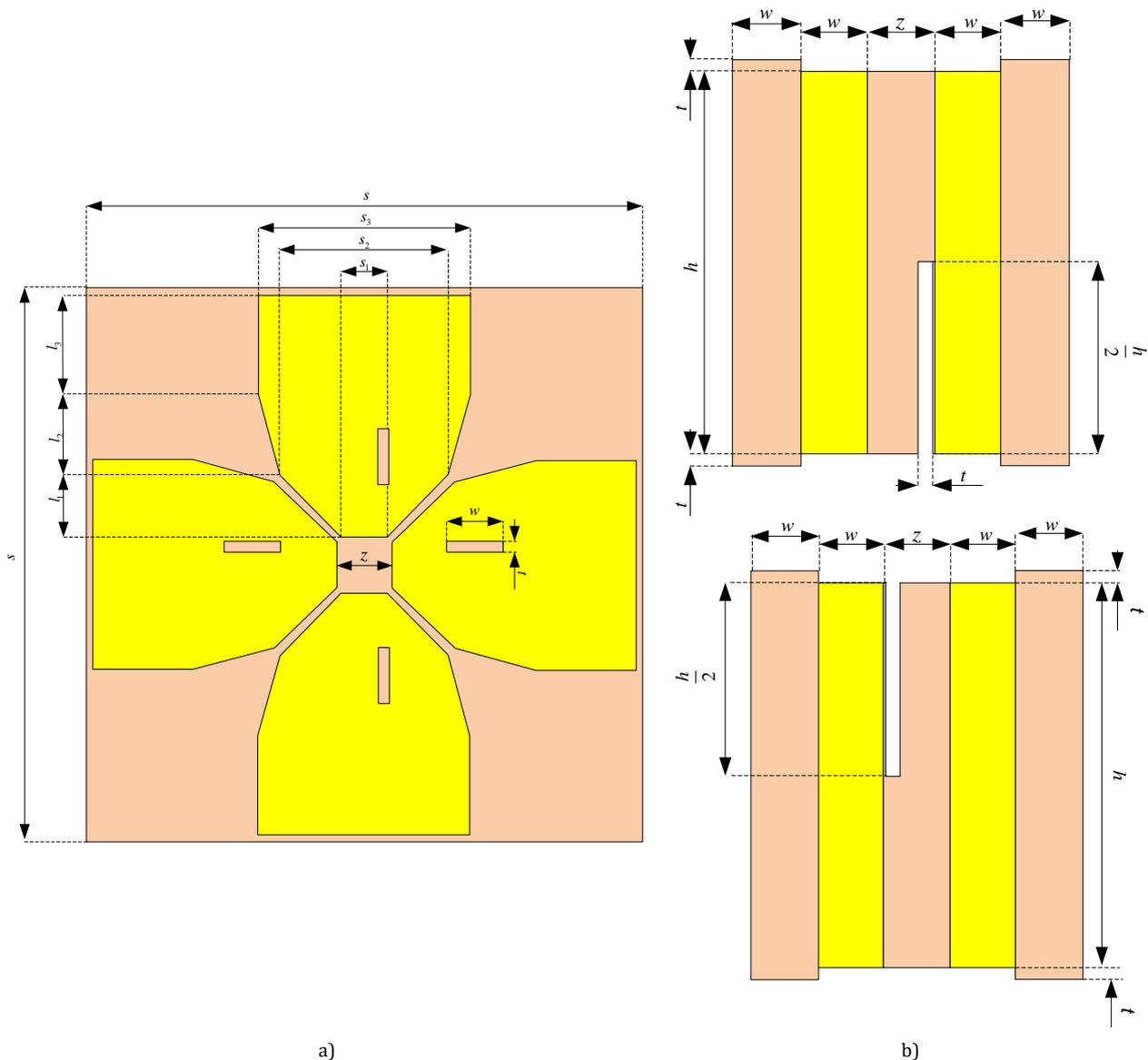


Рис. 2. Результаты оптимизации. Внешний вид ортогональных полосковых вибраторов: а) излучатели; б) симметрирующее устройство (из двух частей, соединяемых через прорезь)

Fig. 2. Optimization Results. External Appearance of Orthogonal Strip Vibrators: a) Emitters; b) Balancing Device (of Two Parts Connected through a Slot)

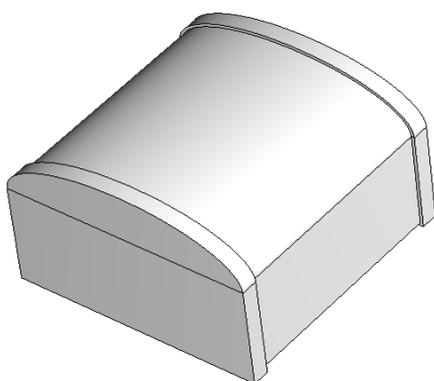


Рис. 3. Общий вид радиопрозрачного корпуса для одного элемента антенной решетки

Fig. 3. General View of the Radio-Transparent Housing for One Element of the Antenna Array

Форма и широкие полосковые пластины плеч диполя позволяют добиться согласования в требуемой полосе частот. График КСВН представлен на рисунке 5а. В соответствии с расчетами, требования, предъявляемые к элементам антенной решетки по КСВН, полностью удовлетворены. Более того, для компенсации погрешностей при построении экспериментального образца имеется запас по ширине полосы частот. Рассчитанный элемент антенной решетки обеспечит согласование по КСВН не выше 1,4 ( $k_{\text{СВН}} \leq 1,4$ ) для требуемой полосы частот, что даст выигрыш в энергетических характеристиках антенной системы. График зависимости коэффициента развязки в полосе частот, определяющий пригодность разрабатываемой антенны, представлен на рисунке 5б.

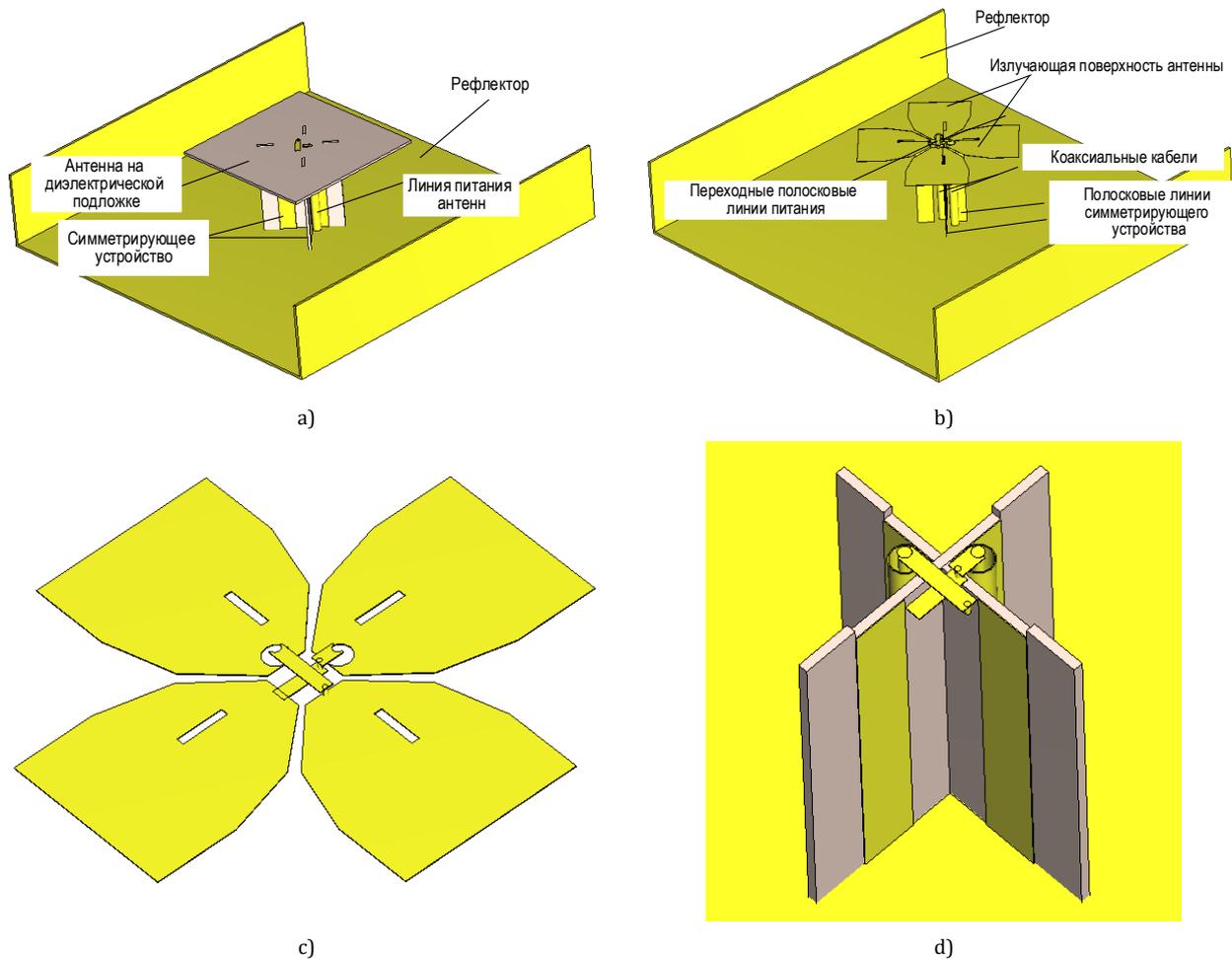


Рис. 4. Общая схема построения широкополосного ортогонального диполя над рефлектором: а) общий внешний вид антенны; б) металлическая часть антенны; в) вид излучающей поверхности с полосковой схемой питания между плечами диполя; д) стойка с симметрирующим устройством и линиями питания ортогональных диполей

Fig. 4. General Scheme of Construction of a Broadband Orthogonal Dipole Over a Reflector: a) General Appearance of the Antenna; b) Metal Part of the Antenna c) View of The Radiating Surface with a Strip Feeding Circuit Between the Dipole Arms d) Stand with a Balun and Feeding Lines of Orthogonal Dipoles

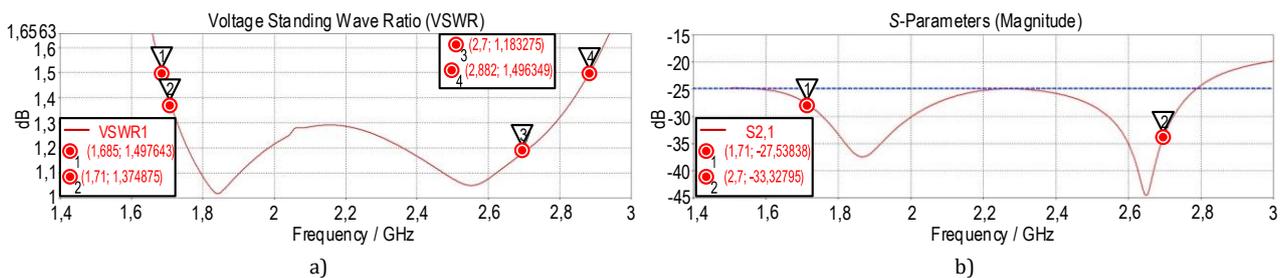


Рис. 5. Частотные распределения КСВН в фидере с волновым сопротивлением 50 Ом (а) и коэффициента согласования между ортогональными излучателями элемента антенной решетки (б)

Fig. 5. Frequency Distributions of VSWR in a Feeder with a Wave Impedance of 50 Ohm (a) and Frequency Distribution of The Matching Coefficient Between Orthogonal Radiators of An Antenna Array Element (b)

Развязка между ортогональными диполями в заданной полосе частот не превышает -25 дБ. Как показали расчеты и проведенный анализ, она зависит от формы рефлектора, а также формы и электрических параметров пластикового корпуса антенной решетки. С увеличением высот бортов коэффициент развязки возрос. Однако увеличение высоты

бортов позволяет сузить ширину ДН. ДН антенны представлена на рисунке 6. КУ одиночного элемента антенной решетки достигает величины 8 дБ. На верхних частотах диапазона ДН незначительно распадается. Определена высота антенны над рефлектором для обеспечения однонаправленности излучения в заданной полосе частот.

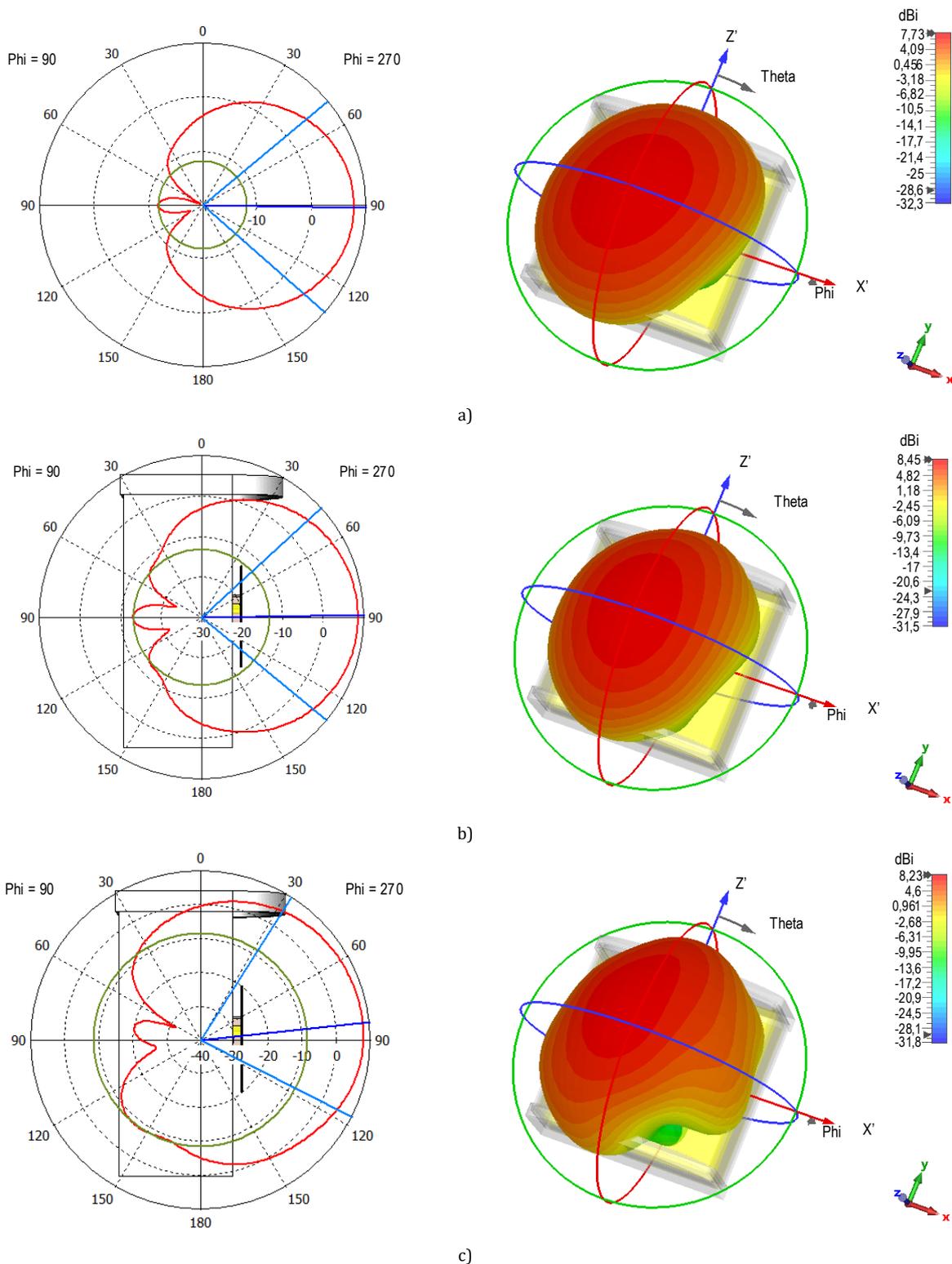


Рис. 6. Диаграмма направленности для одиночного излучателя с поляризацией  $+45^\circ$  элемента антенной решетки на различных частотах: а) 1710 МГц; б) 2200 МГц; в) 2700 МГц

Fig. 6. Directional Pattern for a Single Radiator with Polarization Of  $+45^\circ$  of the Antenna Array Element at Different Frequencies: 1710 MHz; б) 2200 MHz; в) 2700 MHz

Таким образом, результаты расчетов позволяют сделать вывод, что разработанная двухполяризованная антенна удовлетворяет требованиям по

широкополосным свойствам, взаимному влиянию, форме ДН и может быть применена в качестве элемента антенной решетки.

### Разработка линейной антенной решетки

В соответствии с требованиями к секторной антенне базовой станции, она должна работать с коэффициентом усиления не менее 15 дБ в широкой полосе частот. Исходя из этого, для получения требуемого коэффициента усиления достаточно антенной решетки из восьми элементов.

Для минимизации паразитных боковых лепестков и недопущения «развала» главного лепестка ДН, расстояние между элементами антенной решетки  $l_n$  следует выбирать из условия  $l_n = 0,8\lambda_{\min}$ . Так как верхняя граница рабочего диапазона  $f_{\max} = 2700$  МГц, тогда  $l_n = 89$  мм. На основании расчетов можно сделать вывод, что результат будет достигнут, если расстояние между элементами составит  $l_n = 87$  мм. Все расчеты антенной решетки произведены с учетом радиопрозрачного пластикового корпуса. На рисунке 7 представлен общий вид антенной решетки.

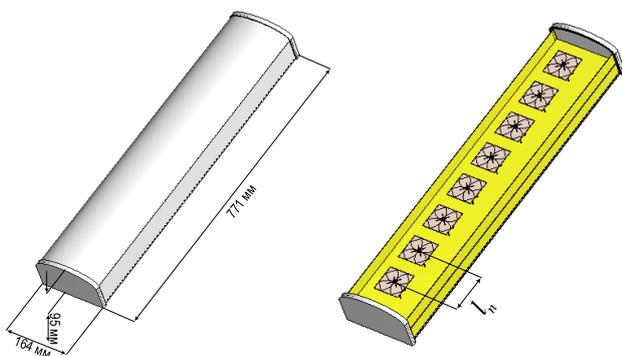


Рис. 7. Общий вид антенной решетки  
Fig. 7. General View of the Antenna Array

Система из восьми пар ортогональных излучателей, расположенных над рефлектором П-образной формы, входит в модель антенной решетки. Ниша для антенного делителя и линий питания находится под рефлектором. Результаты расчета КСВН представлены на рисунке 8.

Исходя из результатов расчета, можно сделать вывод, что в полосе частот 1710–2700 МГц КСВН антенной решетки не превышает 1,5, а значение коэффициента развязки ниже -25 дБ (рисунок 9).

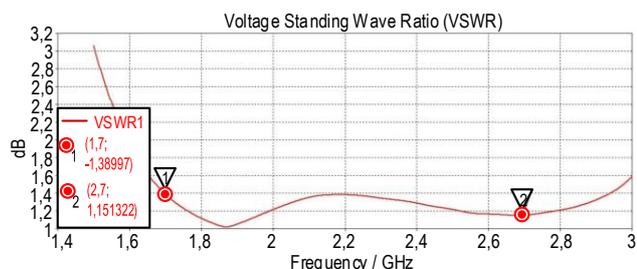


Рис. 8. Коэффициент стоячей волны в фидере с волновым сопротивлением 50 Ом

Fig. 8. Standing Wave Ratio in a Feeder with a Wave Impedance of 50 Ohm

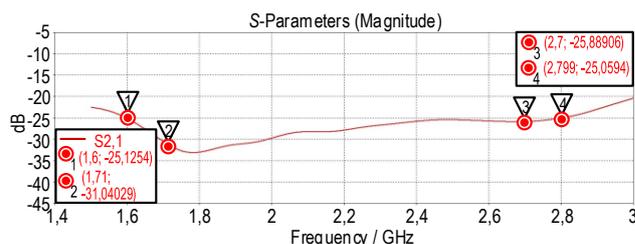


Рис. 9. Коэффициент развязки линейной антенной решетки  
Fig. 9. Isolation Coefficient of a Linear Antenna Array

ДН антенной решетки для различных частот рабочего диапазона, а также кроссполяризационная характеристика представлены на рисунках 10 и 11, соответственно.

ДН имеет безыскаженную форму во всем рабочем диапазоне частот, ширина главного лепестка по уровню половинной мощности не превышает  $70^\circ$ , а КУ составляет величину не ниже 15 дБ во всем рабочем диапазоне. Заявленные характеристики позволяют использовать разработанную антенную решетку в качестве антенны для базовой станции сотовой связи. При расчете ЭХ особенности крепления антенного элемента к рефлектору не учитывались: на практике соединение данных элементов методом точечной пайки приведет к ухудшению согласования антенны и потере мощности.

### Изготовление экспериментального образца

Для измерения и проверки расчетных характеристик был изготовлен полноразмерный экспериментальный образец линейной антенной решетки базовой станции сотовой связи. Излучатели и стойки были изготовлены с высокой точностью из стеклотекстолитовой платы FR4 с односторонней металлизацией. Изображение антенного элемента представлено на рисунке 12.

Рефлектор и ниша для размещения антенного делителя и линий питания изготовлена из латунного листа толщиной 1 мм. В латунном листе заранее определены посадочные места для установки антенны, а также технологические отверстия для прокладки коаксиального кабеля. Они вырезаны методом лазерной резки. Общий вид размещения антенных элементов над рефлектором представлен на рисунке 13. Пластиковый радиопрозрачный корпус изготовлен на 3D-принтере из ABS пластика с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 2,9$  (рисунок 14).

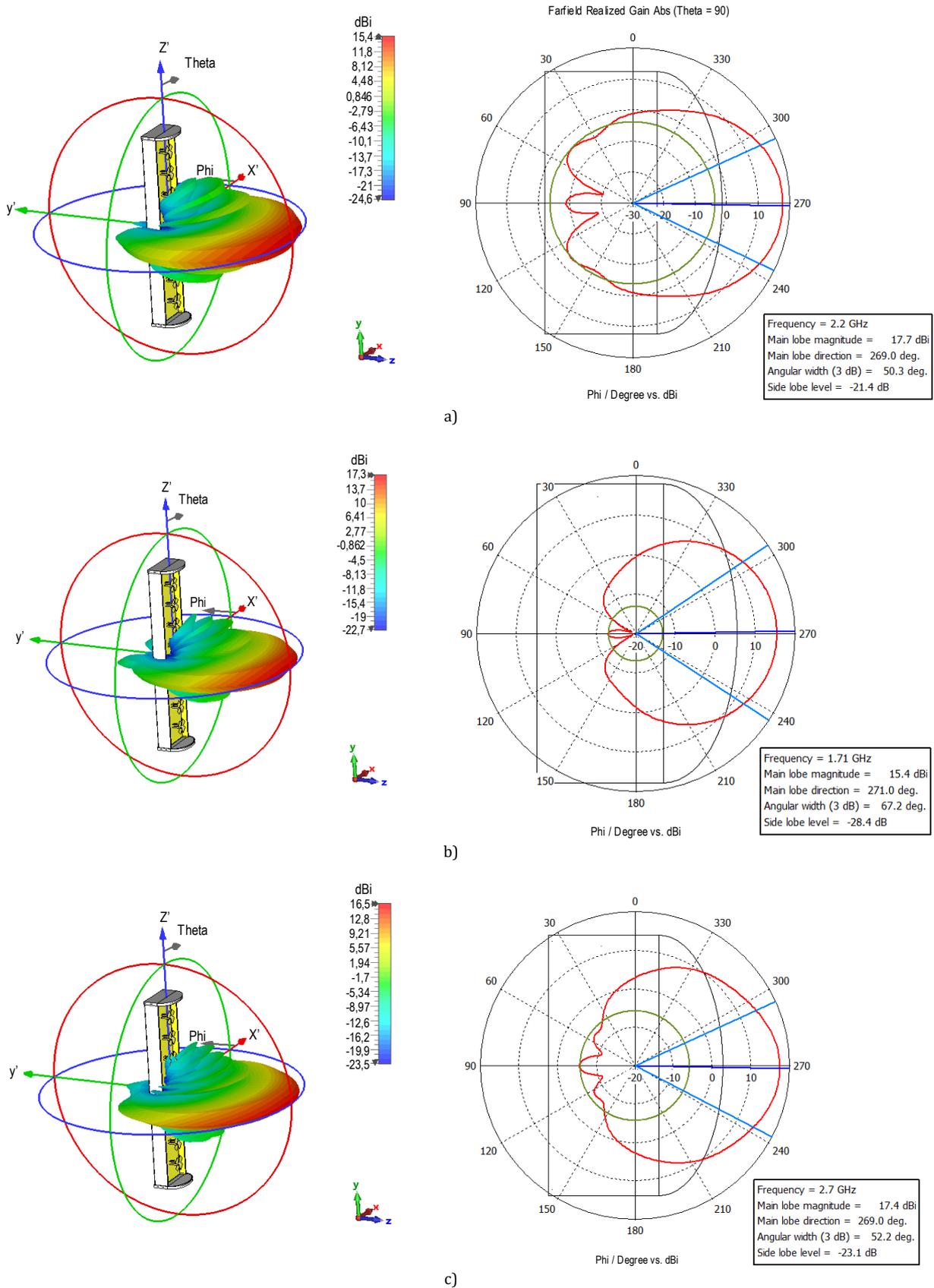


Рис. 10. Диаграмма направленности антенной решетки с поляризацией +45° на различных частотах:  
 а) 1710 МГц; б) 2200 МГц; в) 2700 МГц

Fig. 10. Directional Pattern of the Antenna Array with Polarization +45° at Different Frequencies: a) 1710 MHz; b) 2200 MHz; c) 2700 MHz

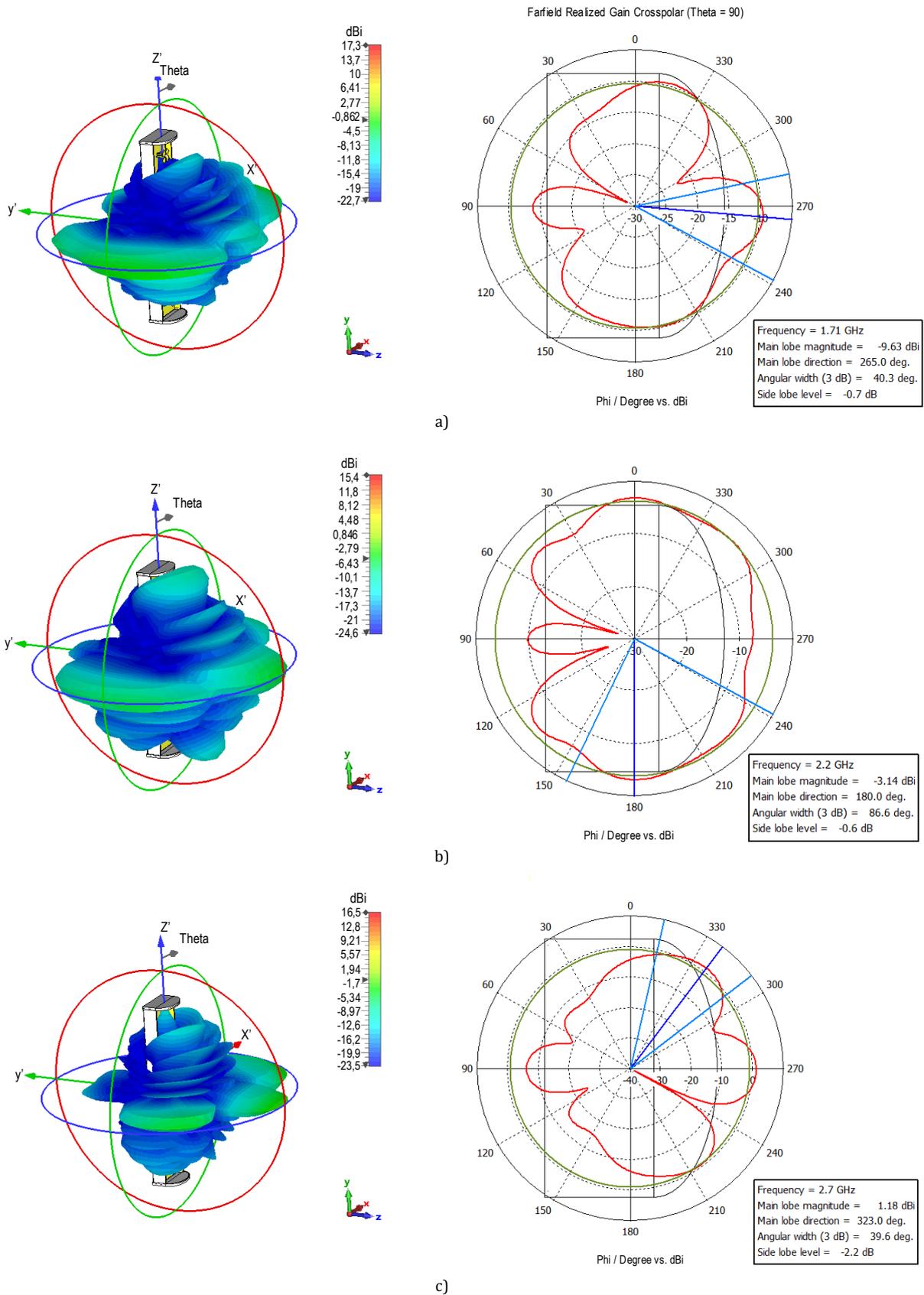


Рис. 11. Кросс-поляризационная характеристика антенной решетки с поляризацией +45° на различных частотах: а) 1710 МГц; б) 2200 МГц; в) 2700 МГц

Fig. 11. Cross-Polarization Characteristic of the Antenna Array with Polarization +45° at Different Frequencies: a) 1710 MHz; b) 2200 MHz; c) 2700 MHz

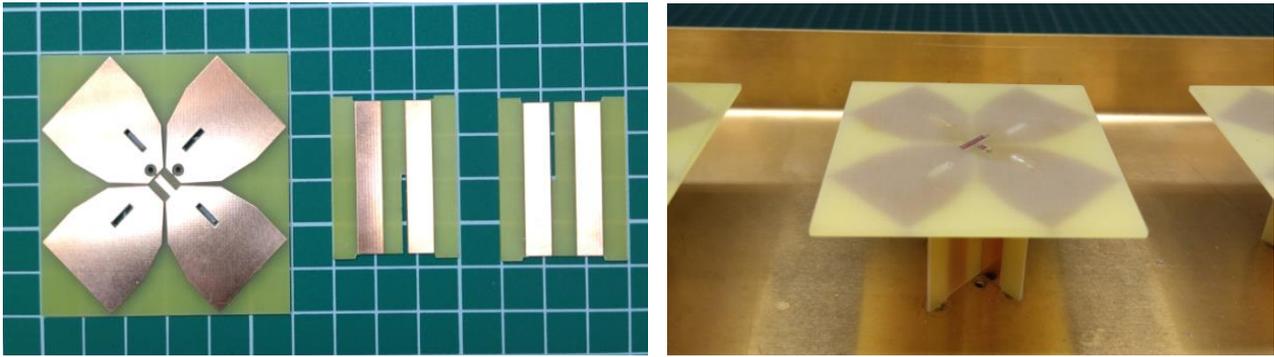


Рис. 12. Внешний вид экспериментального образца антенного элемента

Fig. 12. External Appearance of the Experimental Sample of the Antenna Element

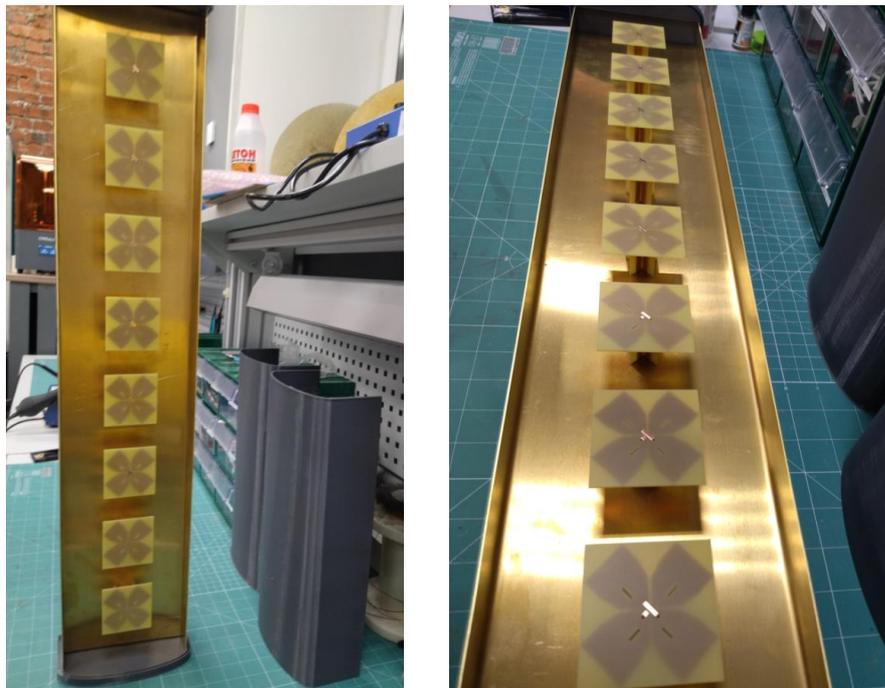


Рис. 13. Расположение элементов антенной решетки над рефлектором

Fig. 13. Arrangement of Antenna Array Elements above the Reflector

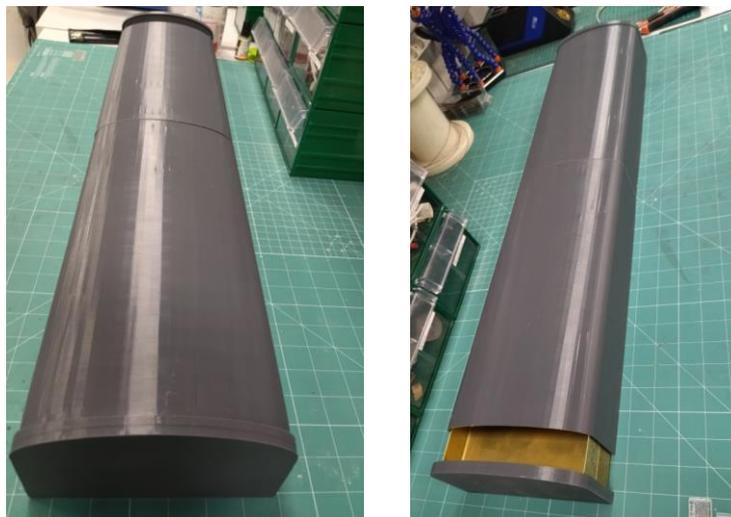


Рис. 14. Сборка радиопрозрачного корпуса

Fig. 14. Assembling a Radio-Transparent Case

Линейная антенная решетка базовой станции сотовой связи должна обеспечивать работу с двумя ортогональными поляризациями  $-45^\circ$  и  $+45^\circ$ . Для этого используется два восьмиканальных делителя, на каждый делитель нагружено по восемь элементов одной поляризации. Чтобы подключить антенны к делителю, используется коаксиальный кабель RG175, 50 Ом. Кабель к делителю подключается через разъемы SMA GSA-1139-RP и KLS1-SMA005. Необходимое количество разъемов, элементов крепления и питания представлено в таблице 1.

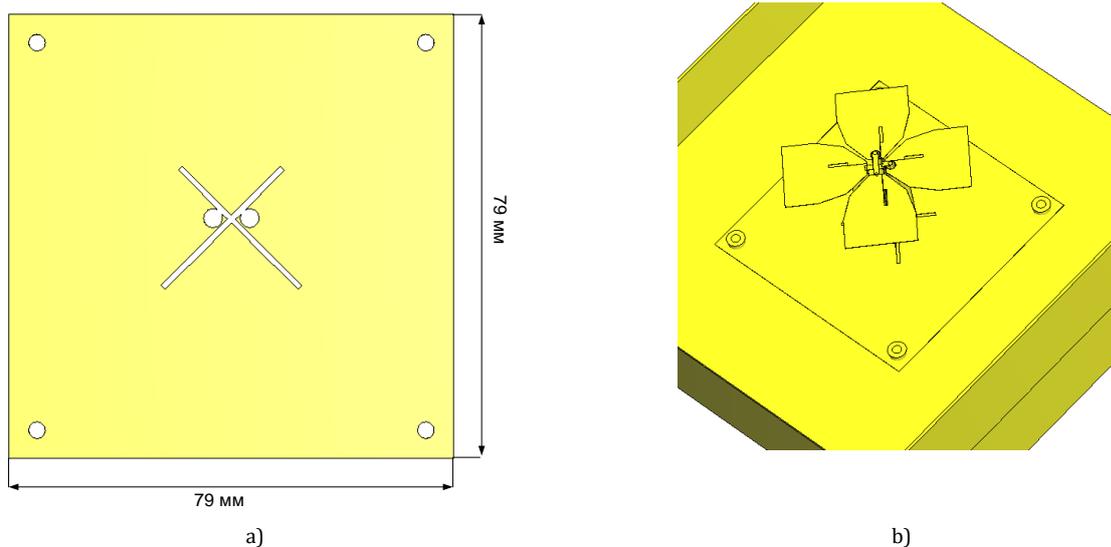
**ТАБЛИЦА 1. Расчет числа разъемов, элементов крепления и питания**

TABLE 1. Calculation of the Number of Connectors, Fastening Elements and Power Supply

№п/п	Наименование	Маркировка	Количество
1	Коаксиальный кабель	RG175	18 м
2	ВЧ-разъем SMA	GSA-1139-RP	18 шт.
3	ВЧ-разъем SMA	KLS1-SMA005	20 шт.

Первоначальные экспериментальные исследования показали некоторые особенности в моделировании и конструктивной проработке антенной решетки. Из-за необходимости электрического соединения антенного элемента и рефлектора необходима прочная спайка, при этом происходит сильный нагрев места посадки антенны. Для упрощения сборки и повышения надежности конструкции был проведен расчет специальной подстилающей вставки под каждый элемент антенной решетки. Элемент будет крепиться к рефлектору через специальную вставку, электрически связанную с симметрирующим устройством с помощью спайки, вся конструкция антенного элемента будет скреплена с рефлектором с помощью болтов.

Внешний вид компьютерной модели антенны с подстилающей вставкой представлен на рисунке 15. На рисунке 16 представлен экспериментальный образец антенного элемента. На рисунке 17 представлены результаты измерения коэффициента отражения антенного элемента.



**Рис. 15. Антенный элемент над подстилающей вставкой: а) подстилающая вставка; б) общий вид проводящей поверхности элемента антенной решетки**

Fig. 15. Antenna Element above the Underlying Insert: a) Underlying Insert; b) General View of the Conducting Surface of the Antenna Array Element



**Рис. 16. Внешний вид экспериментального образца элемента антенной решетки**

Fig. 16. External Appearance of the Experimental Sample of the Antenna Array Element

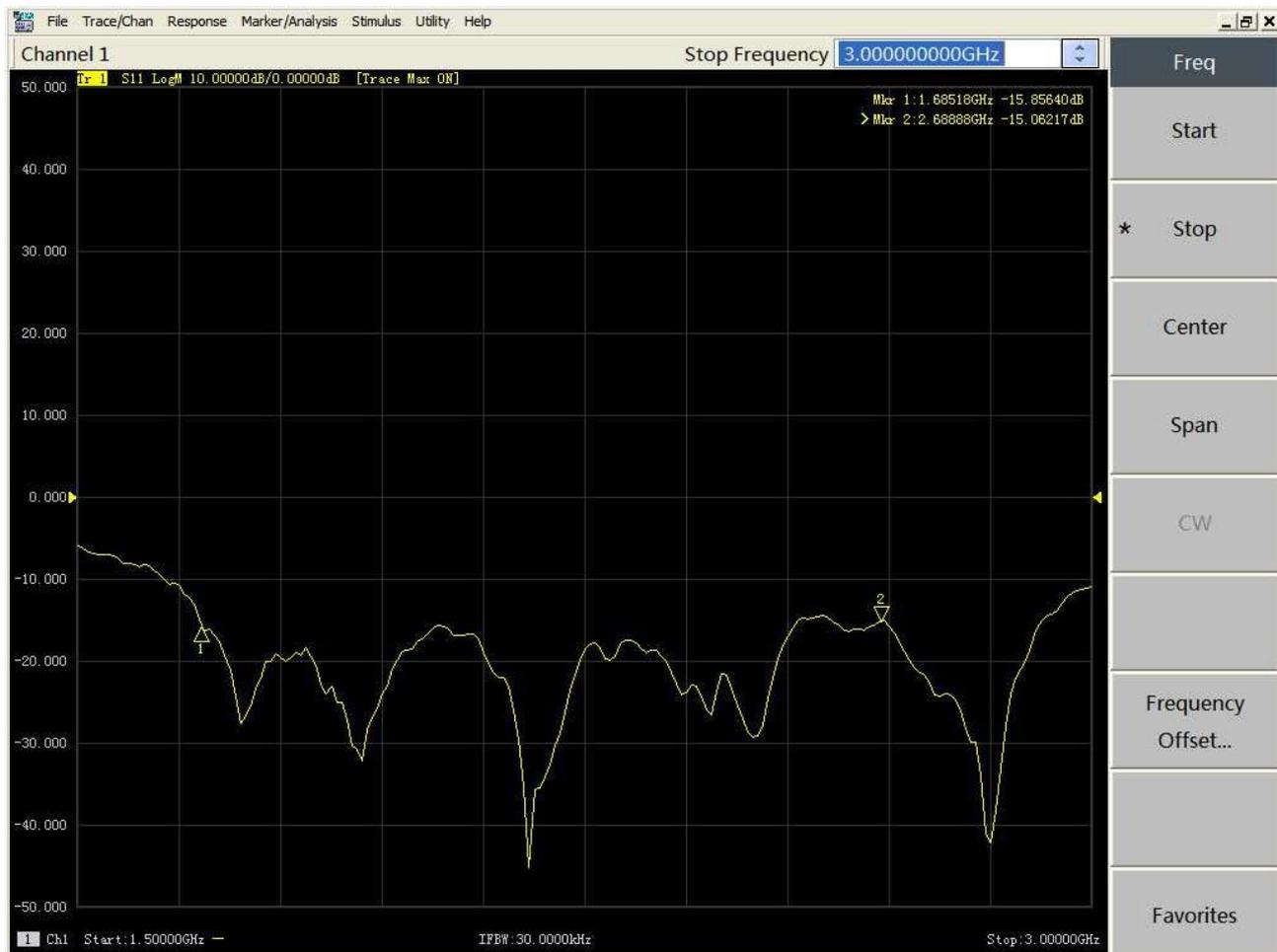


Рис. 17. График коэффициента отражения элемента антенной решетки

*Fig. 17. Graph of the Reflection Coefficient of an Antenna Array Element*

Направлением дальнейших исследований служит расчет экспериментального образца антенного делителя для полной сборки и измерения электрических характеристик разработанной секторной антенны. Затем будет проведен сравнительный анализ экспериментального образца с некоторыми существующими секторными антеннами. Дополнительно предполагается провести оптимизацию конструкции для работы в условиях реальной эксплуатации, включая влияние внешних факторов, таких как осадки, температура и ветровые нагрузки. Это позволит повысить надежность и долговечность антенны при использовании в базовых станциях операторов сотовой связи.

### Заключение

Разработана секторная антенна для базовой станции сотовой связи с антенным элементом на диэлектрической подложке. Проанализированы ее ЭХ, обоснован выбор геометрических размеров. Изготовлен экспериментальный образец. Антенна обладает требуемой направленностью (ширина главного лепестка по уровню половинной мощности не превышает  $70^\circ$  и диапазонностью (КУ составляет величину не ниже 15 дБ в диапазоне частот 1710–2700 МГц). Проведенное исследование подтвердило эффективность предложенной конструкции и перспективность для дальнейшего использования.

### Список источников

1. Liao B., Liu B., Deng S. A dual-polarized radiation element, antenna and its applications. Chinese Patent, no. CN201610561359.5, 15.07.2016.
2. Zhi N., Li K.-M. Antennas for Base Stations in Wireless Communications. New York, 2009. 372 p.
3. Wu Q., Li H., Wong S.-W., Lin Y.-C., He Y. A Low-Profile Dual-Polarized Dielectric Resonator Antenna for 2G/3G/4G Base Station Applications With Gain Enhancement // Proceedings of the International Workshop on Radio Frequency and Antenna Technologies (iWRF&AT, Shenzhen, China, 31 May – 03 June 2024). IEEE, 2024. PP. 486–488. DOI:10.1109/iWRFAT61200.2024.10594368

4. You C., He Y., Li W., Zhang L. A Novel High-Isolation Positive-and-Negative-45-Degree Dual-Polarization 5G mm Wave Micro Base Station Antenna // Proceedings of the International Symposium On Antennas And Propagation (ISAP, Kuala Lumpur, Malaysia, 30 October – 02 November 2023). IEEE, 2023. PP. 450–454. DOI:10.1109/ISAP57493.2023.10388575
5. Huang W., He Y., Khan A. A Novel Sub-6 GHz and Millimeter Wave Shared-Aperture 5G Base Station Antenna // Proceedings of the International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES-China, Hangzhou, China, 15–18 August 2023). IEEE, 2023. PP. 1071–1072. DOI:10.23919/ACES-China60289.2023.10249829
6. Liao G., He Y., Song C. A Shared-Aperture Compact Quad-Band Linearly-Polarized Base Station Antenna // Proceedings of the 12th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP, Nanjing, China, 22–25 September 2024). IEEE, 2024. PP. 318–331. DOI:10.1109/APCAP62011.2024.10882098
7. Zhang L., Liu T., He Y. Wideband Dual-Polarized Antenna With Novel Grid Patch for Base Station Applications // Proceedings of the 12th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP, Nanjing, China, 22–25 September 2024). IEEE, 2024. PP. 962–967. DOI:10.1109/APCAP62011.2024.10881000
8. You C., He Y., Li W., Zhang L., Wong S.-W., Zhou Z. Design of Slot-Coupled Broadband 5G mm Wave Base Station Antenna Based on Double-Layer Patch // Proceedings of the International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP, Guangzhou, China, 27–29 November 2022). IEEE, 2022. DOI:10.1109/IMWS-AMP54652.2022.10106844
9. Huang W., He Y., Li W., Zhang L., Wong S.-W., Zeng Z. A Low-Profile Dual-Polarized Wideband Antenna for 5G Massive MIMO Base Station // Proceedings of the International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM, Guangzhou, China, 28–30 November 2021). IEEE, 2021. PP. 2367–2371. DOI:10.1109/iWEM53379.2021.9790399
10. Li R., He Y., Song C. A Broadband SIW-Based Filtering Antenna for 5G mmWave Base Station Application // Proceedings of the International Workshop on Antenna Technology (iWAT, Sendai, Japan, 15–18 April 2024). IEEE, 2024. PP. 351–353. DOI:10.1109/iWAT57102.2024.10535836
11. Tu Z., Cui Y., Li R. A Compact Dual Broadband Shared-Aperture Antenna Array for 5G Base Station Applications // Proceedings of the Conference on Antenna Measurements and Applications (CAMA, Guangzhou, China, 14–17 December 2022). IEEE, 2022. PP. 2767–2774. DOI:10.1109/CAMA56352.2022.10002619
12. Li H., Xu J., Nan Y., Chen Q. Zhou C. Low-Profile Dual-Band Shared-Aperture Base Station Antennas Based on FSS Radiators // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2024. Vol. 23. Iss. 6. PP. 1894–1898. DOI:10.1109/LAWP.2024.3372529
13. Shi H., Wu S., Shang F. Broadband magnetolectric dipole antenna for 5G base station applications // Proceedings of the 13th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE, Zhuhai, China, 01–04 December 2021). IEEE, 2021. PP. 660–663. DOI:10.1109/ISAPE54070.2021.9753134
14. Бородулин Р.Ю., Лукьянов Н.О., Лянгузов Д.А. Разработка антенной решетки с планарным антенным элементом // Телекоммуникации и связь. 2025. № 1(4). С. 74–85. DOI:10.21681/3034-4050-2025-1-74-85. EDN:FKUAKL

## References

1. Liao B., Liu B., Deng S. A dual-polarized radiation element, antenna and its applications. Chinese Patent, no. CN201610561359.5, 15.07.2016
2. Zhi N., Li K.-M. *Antennas for Base Stations in Wireless Communications*. New York; 2009. 372 p.
3. Wu Q., Li H., Wong S.-W., Lin Y.-C., He Y. A Low-Profile Dual-Polarized Dielectric Resonator Antenna for 2G/3G/4G Base Station Applications With Gain Enhancement. *Proceedings of the International Workshop on Radio Frequency and Antenna Technologies, iWRF&AT, 31 May – 03 June 2024, Shenzhen, China*. IEEE; 2024. p.486–488. DOI:10.1109/iWRFAT61200.2024.10594368
4. You C., He Y., Li W., Zhang L. A Novel High-Isolation Positive-and-Negative-45-Degree Dual-Polarization 5G mm Wave Micro Base Station Antenna. *Proceedings of the International Symposium On Antennas And Propagation, ISAP, 30 October – 02 November 2023, Kuala Lumpur, Malaysia*. IEEE; 2023. p.450–454. DOI:10.1109/ISAP57493.2023.10388575
5. Huang W., He Y., Khan A. A Novel Sub-6 GHz and Millimeter Wave Shared-Aperture 5G Base Station Antenna. *Proceedings of the International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium, ACES-China, 15–18 August 2023, Hangzhou, China*. IEEE; 2023. p.1071–1072. DOI:10.23919/ACES-China60289.2023.10249829
6. Liao G., He Y., Song C. A Shared-Aperture Compact Quad-Band Linearly-Polarized Base Station Antenna. *Proceedings of the 12th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation, APCAP, 22–25 September 2024, Nanjing, China*. IEEE; 2024. p.318–331. DOI:10.1109/APCAP62011.2024.10882098
7. Zhang L., Liu T., He Y. Wideband Dual-Polarized Antenna With Novel Grid Patch for Base Station Applications. *Proceedings of the 12th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation, APCAP, 22–25 September 2024, Nanjing, China*. IEEE; 2024. p.962–967, DOI:10.1109/APCAP62011.2024.10881000
8. You C., He Y., Li W., Zhang L., Wong S.-W., Zhou Z. Design of Slot-Coupled Broadband 5G mm Wave Base Station Antenna Based on Double-Layer Patch. *Proceedings of the International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications, IMWS-AMP, 27–29 November 2022, Guangzhou, China*. IEEE; 2022. DOI:10.1109/IMWS-AMP54652.2022.10106844
9. Huang W., He Y., Li W., Zhang L., Wong S.-W., Zeng Z. A Low-Profile Dual-Polarized Wideband Antenna for 5G Massive MIMO Base Station. *Proceedings of the International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition, iWEM, 28–30 November 2021, Guangzhou, China*. IEEE; 2021. p.2367–2371. DOI:10.1109/iWEM53379.2021.9790399
10. Li R., He Y., Song C. A Broadband SIW-Based Filtering Antenna for 5G mmWave Base Station Application. *Proceedings of the International Workshop on Antenna Technology, iWAT, 15–18 April 2024, Sendai, Japan*. IEEE; 2024. p.351–353. DOI:10.1109/iWAT57102.2024.10535836

11. Tu Z., Cui Y., Li R. A Compact Dual Broadband Shared-Aperture Antenna Array for 5G Base Station Applications. *Proceedings of the Conference on Antenna Measurements and Applications, CAMA, 14–17 December 2022, Guangzhou, China*. IEEE; 2022. p.2767–2774. DOI:10.1109/CAMA56352.2022.10002619
12. Li H., Xu J., Nan Y., Chen Q. Zhou C. Low-Profile Dual-Band Shared-Aperture Base Station Antennas Based on FSS Radiators. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2024;23(6):1894–1898. DOI:10.1109/LAWP.2024.3372529
13. Shi H., Wu S., Shang F. Broadband magnetoelectric dipole antenna for 5G base station applications. *Proceedings of the 13th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory, ISAPE, 01–04 December 2021, Zhuhai, China*. IEEE; 2021. p.660–663. DOI:10.1109/ISAPE54070.2021.9753134
14. Borodulin R.U., Lukyanov N.O., Lyanguzov D.A. Development of an antenna grid with a planar antenna element. *Telecommunications and Communications*. 2025;1(4):74–85. DOI 10.21681/3034-4050-2025-1-74-85. EDN:FKUAKL

Статья поступила в редакцию 30.04.2025; одобрена после рецензирования 04.07.2025; принята к публикации 15.08.2025.

The article was submitted 30.04.2025; approved after reviewing 04.07.2025; accepted for publication 15.08.2025.

## Информация об авторах:

**ЛУКЪЯНОВ**  
Николай Олегович

кандидат технических наук, старший преподаватель кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного  
 <https://orcid.org/0000-0002-2441-4385>

**ЛЯНГУЗОВ**  
Данила Андреевич

кандидат технических наук, инженер, преподаватель кафедры радиотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  
 <https://orcid.org/0000-0003-2626-0962>

**ЧЕРНЫШОВ**  
Артём Геннадьевич

кандидат технических наук, доцент кафедры беспроводных технологий и систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  
 <https://orcid.org/0000-0003-1523-1955>

Авторы сообщают об отсутствии конфликтов интересов.

The authors declare no conflicts of interests.

Научная статья

УДК 621.391

<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-4-67-77>

EDN:KIVXAN



## Адресное пеленгование источников сигналов транкинговых систем связи

- Владимир Борисович Манелис, vbm@ircoc.vrn.ru
- Владимир Александрович Сладких , sladkihva@ircoc.vrn.ru
- Владимир Алексеевич Козьмин, kozminva@ircoc.vrn.ru
- Данила Владимирович Шатилов, shatilovdv@ircoc.vrn.ru

АО «ИРКОС»,  
Москва, 129626, Российская Федерация

### Аннотация

**Актуальность.** Транкинговые системы радиосвязи получили широкое распространение в России и в других странах. В этой связи службам радиоразведки и радиоконтроля необходимо регулярно проводить поиск и идентификацию функционирующих радиостанций, а также их пеленгование и оценку местоположения. В транкинговых системах имеется множество частотных каналов и осуществляется их динамическое выделение абонентам на время сеансов связи. Поскольку абоненты могут использовать разные радиоканалы в различные интервалы времени, для определения местоположения источника сигнала необходимо выделить его пеленги во всех радиоканалах системы. Для решения этой задачи должно быть использовано адресное пеленгование, которое включает обнаружение сигналов источников транкинговых сетей, их идентификацию и формирование пеленгов идентифицированных источников.

**Целью работы** является разработка алгоритмов адресного пеленгования источников сигналов транкинговых сетей DMR, dPMR, NXDN, APCO P25, TETRA. В работе использованы **методы** компьютерного и натурального моделирования разработанных алгоритмов. В качестве инструментальной базы использованы двухканальный приемник, антенная решетка, анализаторы транкинговых систем и тестовые радиостанции.

**Новизна.** В работе представлен алгоритм адресного пеленгования источников сигналов транкинговых систем связи DMR, dPMR, P25, NXDN, TETRA, который выполняет обнаружение, идентификацию источников сигнала и формирование оценки направления на эти источники. Разработан алгоритм предварительного обнаружения активных радиоканалов транкинговых сетей, позволяющий значительно сократить количество анализируемых несущих частот и повысить быстродействие работы анализатора.

**Решение.** Реализация представленного алгоритма адресного пеленгования основана на использовании анализаторов транкинговых систем и двухканального радиоприемника с антенной решеткой и аппаратурой навигации. Анализаторы реализуют «адресность», а двухканальный приемник и антенная решетка – пеленгование идентифицированных источников. На основании спектрального анализа разработан алгоритм предварительного обнаружения активных радиоканалов транкинговых сетей.

**Практическая значимость.** Внедрение адресного пеленгования источников сигналов транкинговых систем связи позволяет определять их местоположение и расширяет функциональные возможности существующих анализаторов сигналов. Использование представленного алгоритма предварительного обнаружения активных радиоканалов значительно сокращает время анализа. Разработанные алгоритмы адресного пеленгования внедрены и успешно апробированы в анализаторе источников сигналов транкинговых систем связи на базе мобильного пеленгатора АРТИКУЛ-М1.

**Ключевые слова:** DMR, P25, dPMR, NXDN, TETRA, транкинговые системы связи, анализатор сигнала, двухканальный радиоприемник, антенная решетка, адресное пеленгование

**Ссылка для цитирования:** Манелис В.Б., Сладких В.А., Козьмин В.А., Шатилов Д.В. Адресное пеленгование источников сигналов транкинговых систем связи // Труды учебных заведений связи. 2025. Т. 11. № 4. С. 67–77. DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-4-67-77. EDN:KIVXAN

Original research

<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-4-67-77>

EDN:KIVXAN

# Address Direction Finding of Trunk Communication Systems Signal Sources

✉ Vladimir B. Manelis, vbm@ircoc.vrn.ru

✉ Vladimir A. Sladkikh, sladkihva@ircoc.vrn.ru

✉ Vladimir A. Kozmin, kozminva@ircoc.vrn.ru

✉ Danila V. Shatilov, shatilovdv@ircoc.vrn.ru

JSC "IRCOS",  
Moscow, 129626, Russian Federation

## Annotation

**Relevance.** Trunk radio communication systems have become widespread in Russia and other countries. In this regard, radio intelligence and radio monitoring services must regularly search for and identify functioning radio stations, as well as their direction finding and location assessment. Trunk systems have many frequency channels, and they are dynamically allocated to subscribers for the duration of communication sessions. Since subscribers can use different radio channels at different time intervals, to determine the location of the signal source it is necessary to select its bearings in all radio channels of the system. To solve this problem, address direction finding must be used, which includes detection of signals from trunk network sources, their identification and formation of bearings of identified sources.

**The aim** of the work is to develop algorithms for address direction finding of signal sources of trunk networks DMR, dPMR, NXDN, APCO P25, TETRA. The paper uses **methods** of computer and full-scale modeling of the developed algorithms. The instrumental base used is a two-channel receiver, an antenna array, trunk systems analyzers and test radio stations.

**Novelty.** The paper presents an algorithm for address direction finding of signal sources of trunk communication systems DMR, dPMR, P25, NXDN, TETRA, which performs detection, identification of signal sources and formation of an estimate of the direction to these sources. An algorithm for the preliminary detection of active radio channels of trunk networks has been developed, which allows for a significant reduction in the number of analyzed carrier frequencies and an increase the speed of the analyzer.

**Decision.** The implementation of the presented algorithm of address direction finding is based on the use of trunk system analyzers and a two-channel radio receiver with an antenna array and navigation equipment. The analyzers implement "addressability", and the two-channel receiver and antenna array implement direction finding of identified sources. Based on spectral analysis, an algorithm for the preliminary detection of active radio channels of trunk networks has been developed.

**Practical significance.** The implementation of address direction finding of signal sources of trunk communication systems allows determining their location and expands the functionality of existing signal analyzers. The use of the developed algorithm for preliminary detection of active radio channels significantly reduces the analysis time. The developed algorithms for address direction finding have been implemented and successfully tested in the analyzer of signal sources of trunk communication systems based on the direction finder ARTIKUL-M1.

**Keywords:** DMR, P25, dPMR, NXDN, TETRA, trunk communication systems, signal analyzer, two-channel radio receiver, antenna array, address direction finding

**For citation:** Manelis V.B., Sladkikh V.A., Kozmin V.A., Shatilov D.V. Address Direction Finding of Trunk Communication Systems Signal Sources. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2025;11(4):67–77. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-4-67-77. EDN:KIVXAN

## Введение

В настоящее время широкое распространение, в том числе в России, получили транкинговые си-

стемы радиосвязи. В таких системах имеется множество частотных каналов, и осуществляется их динамическое выделение абонентам на время се-

ансов связи. Транкинговые системы широко используются для мобильной радиосвязи в Вооруженных Силах, МЧС, МВД, муниципальных службах, транспортных, энергетических компаниях и др. К транкинговой связи относятся системы TETRA (аббр. от англ. Terrestrial Trunked Radio), DMR (аббр. от англ. Digital Mobile Radio), APCO P25 (Project 25), dPMR (аббр. от англ. Digital Personal Mobile Radio), NXDN (аббр. от англ. Next Generation Digital Narrowband) и др.

Для планирования и эксплуатации сетей транкинговой радиосвязи гражданского назначения, проверки соответствия требований к параметрам передатчиков, соответствия частотно-территориальному, плану службам радиомониторинга и радиоконтроля необходимо регулярно проводить поиск и идентификацию функционирующих радиостанций, а также анализ параметров их радиосигналов. Эта задача также актуальна для радиоэлектронной разведки в системах специального назначения. В [1–5] представлены российские анализаторы сигналов некоторых транкинговых систем связи.

Кроме обнаружения и идентификации, реализованных в этих анализаторах, актуальной является также задача пеленгования и оценки местоположения источников сигналов. Эта задача практически не освещена в известной литературе. Для ее решения могут использоваться мобильные или стационарные станции радиоконтроля, оснащенные пеленгационным оборудованием. В разных точках траектории движения мобильной станции или в пунктах размещения стационарных станций выполняется обнаружение сигналов источников транкинговых сетей, их идентификация и формирование пеленгов идентифицированных источников (адресное пеленгование). По совокупности пеленгов каждого из источников выполняется расчет их местоположения, например, как в [1, 2, 6].

Поскольку в транкинговых системах каждый абонент может использовать разные радиоканалы в различные интервалы времени, пеленги каждого абонента могут формироваться также в различных радиоканалах системы. Данная особенность транкинговых систем делает принципиально невозможным определение местоположения источника сигнала по полученным пеленгам в одном радиоканале. Поэтому без адресного пеленгования определить местоположение источников транкинговых систем не представляется возможным, так как из совокупности пеленгов невозможно выделить пеленги конкретного источника.

Для некоторых стандартов транкинговой связи (DMR, TETRA) предусмотрена слотовая временная структура сигналов. В этом случае разные станции могут осуществлять передачу в одном частотном канале в различных слотах. Отсюда для процедуры адресного пеленгования необходимо определять слоты каждого источника.

Для транкинговых систем связи выделены определенные диапазоны частот. Например, для систем DMR в России предусмотрены диапазоны 134–176 МГц и 403–470 МГц, для систем TETRA – 410–430 и 450–470 МГц. Однако конкретные используемые радиоканалы (несущие) в рамках выделенных диапазонов в задаче радиоконтроля априори неизвестны. Поэтому для адресного пеленгования источников транкинговых систем требуется предварительное обнаружение используемых радиоканалов.

В [7, 8] приведено описание алгоритмов адресного пеленгования базовых станций (БС) сотовых систем связи GSM, UMTS, LTE, 5G. Целью данной работы является адресное пеленгование источников сигналов транкинговых сетей DMR, dPMR, NXDN, APCO P25, TETRA.

В общем случае представленная в данной работе реализация адресного пеленгования основана на использовании анализаторов сигналов транкинговых сетей, двухканального радиоприемника, содержащего опорный и коммутируемый каналы, а также антенной решетки (АР). Анализаторы реализуют «адресность», а двухканальный приемник и АР – пеленгование обнаруженных источников.

### Предварительное обнаружение активных радиоканалов

Активные радиоканалы анализируемой транкинговой системы априори неизвестны. Процедура обнаружения и синхронизации сигнала, выполняемая анализатором с малым шагом по частоте в пределах исследуемой широкой полосы, является чрезмерно трудоемкой с точки зрения вычислительной сложности из-за большого количества возможных положений несущих в этой полосе. В этой связи требуется предварительное быстрое действующее обнаружение активных радиоканалов, которое в работе выполняется посредством спектрального анализа непрерывного входного сигнала опорного канала, постоянно подключенного к одному элементу АР.

Для сокращения вычислительной сложности входной широкополосный сигнал разбивается на несколько частотных интервалов шириной  $\Delta F$ . Разбиение осуществляется с перекрытием, которое определяется шириной полосы транкингового сигнала. Для каждого частотного интервала осуществляется фильтрация и передискретизация входного сигнала, в результате формируется комплексный видеосигнал с частотой дискретизации  $f_d$ . В дальнейшем сигналы всех сформированных частотных интервалов обрабатываются независимо.

Спектральный анализ каждого частотного интервала осуществляется следующим образом. Интервал длительности сигнала разбивается на

подынтервалы длиной 1024 отсчета, над которыми выполняется быстрое преобразование Фурье. В результате для каждого подынтервала получаем амплитудный спектр  $Q_k^{(n)}$ , где  $k = \overline{0,1023}$ ;  $n = \overline{1, N}$  – номер подынтервала;  $N$  – число полных подынтервалов.

Из этого массива формируется максимальный амплитудный спектр (спектр с максимальными компонентами):

$$Q_k^{\max} = \max_n(Q_k^{(n)}), \quad k = \overline{0,1023}. \quad (1)$$

Далее рассчитывается порог 1, как увеличенный вдвое 10 %-й квантиль массива  $Q_k^{\max}$  (1). На спектральном интервале  $k = \overline{0,1023}$  выделяются области  $G_j$ , где  $Q_k^{\max}$  превышает порог 1. Здесь  $j$  – номер области;  $W_j$  – ширина области;  $j = \overline{1, J}$ ;  $J$  – число выделенных областей.

Наряду с сигнальными областями спектра часто имеют место также узкополосные помехи, которые отбраковываются по ширине следующим образом:

$$W_j < h \cdot B, \quad (2)$$

где  $B$  – ширина полосы сигнала анализируемой транкинговой системы;  $h$  – порог отбраковки.

Оставшиеся после отбраковки области  $\tilde{G}_j$ , где  $j = \overline{1, \tilde{J}}$  ( $\tilde{J}$  – число оставшихся областей), считаются спектральными интервалами возможного расположения активных несущих транкинговой системы.

Окончательно несущие-кандидаты (несущие, которые должны исследоваться анализатором) определяются следующим образом. Для спектральных интервалов возможного расположения несущих формируется нормированная корреляция максимального амплитудного спектра (1) со спектральной маской сигнала анализируемой транкинговой системы:

$$R_k^{(j)} = \frac{\left(\sum_{m=-B/2}^{B/2} Q_{k+m}^{\max} \cdot Z_m\right)^2}{\sum_{m=-B/2}^{B/2} Z_m^2 \cdot \sum_{m=-B/2}^{B/2} (Q_{k+m}^{\max})^2}, \quad (3)$$

$$k \in \tilde{G}_j, \quad j = \overline{1, \tilde{J}},$$

где  $Z_m$ ,  $m = \overline{-B/2, B/2}$  – спектральная маска (априори известный усредненный амплитудный спектр сигнала).

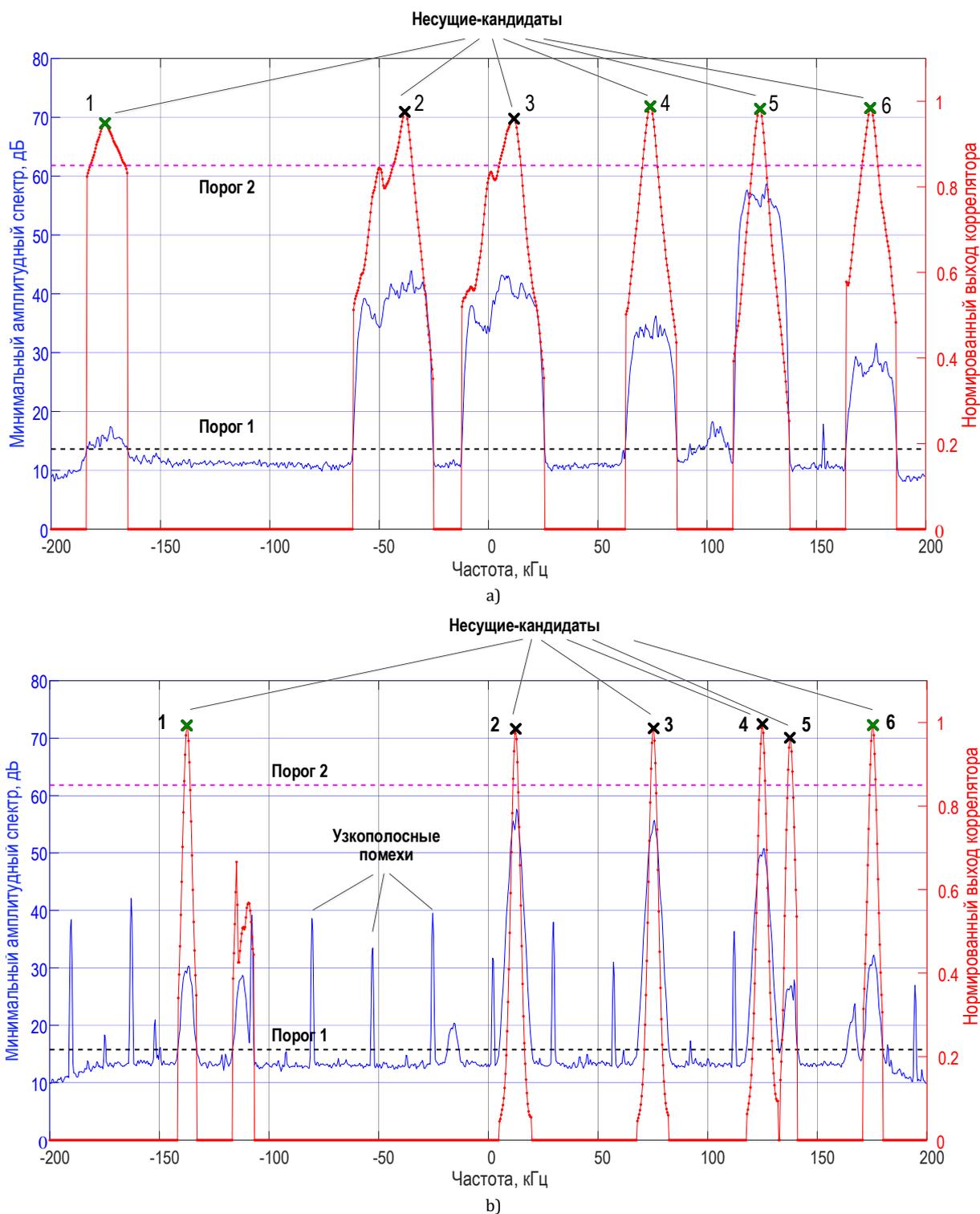
В спектральных областях  $\tilde{G}_j$ ,  $j = \overline{1, \tilde{J}}$  выделяются подобласти  $E_n$ ,  $n = \overline{1, L}$ , в которых выходной сигнал коррелятора (3) превышает фиксированный порог 2, равный 0,85. Обозначим  $E_n^{\max} = \max_{k \in E_n}(E_n)$  как максимальное значение  $n$ -й подобласти,  $W_n$  – ширину этой подобласти,  $L$  – число выделенных подобластей.

Дальнейшая процедура зависит от допустимой частотной расстройки  $\delta$  для сигнала анализируемой транкинговой системы. Исследование алгоритмов анализаторов транкинговых систем показало, что допустимая частотная расстройка приблизительно составляет:  $\delta = 3$  кГц – для DMR, P25, NXDN (полоса 12,5 кГц);  $\delta = 1,5$  кГц – для dPMR, NXDN (полоса 6,25 кГц);  $\delta = 4$  кГц – для TETRA.

Если ширина выделенной подобласти  $W_n$  не превышает  $2\delta$ , несущая-кандидат в такой подобласти определяется как  $\hat{k}^{(n)} = \arg E_n^{\max}$ . В противном случае несущие-кандидаты в  $n$ -й подобласти определяются по выражению:  $\hat{k}_i^{(n)} = \arg E_n^{\max} \pm 2\delta i$ ,  $i = 0, 1, \dots$  при условии, что  $\hat{k}_i^{(n)} \in E_n$ . При этом анализатор исследует несущие-кандидаты, начиная с  $\hat{k}_0^{(n)}$ , а в случае обнаружения сигнала из дальнейшего анализа исключаются значения  $\hat{k}_i^{(n)}$ , располагающиеся от активной несущей ближе, чем на ширину сигнала  $B$ .

Для каждой из определенных выше несущих-кандидатов по непрерывному сигналу опорного канала анализатором выполняется поиск сигнала с последующей идентификацией его источников. В [1–5] приведены блок-схемы и описание процедур обнаружения и выделения идентификационных параметров сигналов для некоторых стандартов транкинговой связи. Обработка сигналов всех несущих-кандидатов выполняется параллельно. Если в соответствии с приведенной выше процедурой число несущих-кандидатов равно нулю, работа анализатора в данном частотном интервале не производится.

На рисунке 1 приведены примеры предварительного определения несущих-кандидатов систем TETRA и DMR, где ширина полосы анализируемого интервала:  $\Delta F = 400$  кГц, частота дискретизации –  $f_d = 400$  кГц, порог отбраковки –  $h = 0,6$ . Эфирные входные сигналы этих примеров получены в крупном российском городе. На этих рисунках представлены зависимости максимального амплитудного спектра – 1 (синим цветом) и выходного сигнала коррелятора – 3 (красным цветом) от частоты. Пунктиром показаны порог 1 и порог 2. Максимальный амплитудный спектр и порог 1 представлены в логарифмическом масштабе. Маркером показаны несущие-кандидаты, в которых анализатор должен выполнить поиск и идентификацию. Сигналы системы TETRA успешно обнаружены и идентифицированы на несущих 1, 4, 5, 6 (зеленый маркер на рисунке 1а), сигналы системы DMR – на несущих 1, 6 (зеленый маркер на рисунке 1б). На других несущих-кандидатах (черный маркер) осуществляется передача сигналов других систем связи. Рисунок 1б иллюстрирует также эффективную отбраковку узкополосных помех.



**Рис. 1. Иллюстрация процедуры определения активных радиоканалов системы TETRA (a) и DMR (b)**  
 Fig. 1. Illustration of the Procedure for Determining Active Radio Channels of the TETRA System (a) and DMR System (b)

Использование процедуры предварительного обнаружения активных радиоканалов позволяет значительно снизить количество частотных позиций, для которых необходимо выполнять анализ сигнала. Для рассмотренного выше примера обнаружения каналов системы TETRA вместо анализа

16 частотных позиций с шагом 25 кГц (частотная сетка системы TETRA) в полосе  $\Delta F = 400$  кГц проанализировано 6 позиций. Для системы DMR вместо анализа  $\Delta F/2\delta = 67$  частотных позиций для приведенного примера проанализированы всего 6 несущих.

### Общая процедура пеленгования источников транкинговых систем

Пеленгование источников транкинговых систем реализуется на базе двухканальной приемной аппаратуры, использующей многоэлементную АР. Обозначим номера каналов приемника – 0 (опорный канал) и 1 (коммутируемый канал),  $m = \overline{0, M-1}$  – номер элемента АР,  $M$  – число элементов АР. Исходными данными для адресного пеленгования являются отсчеты комплексного видеосигнала, синхронно поступающие с каждого канала приемника  $x_{0i}, x_{1i}^{(m)}, i = \overline{0, M-1}$ .

Комплексный видеосигнал опорного канала 0 формируется с помощью аналогового тракта, который постоянно подключен к нулевому элементу АР  $m = 0$ . Комплексный видеосигнал коммутируемого канала 1 формируется с помощью аналогового тракта, который последовательно подключается ко всем элементам АР.

Процедура пеленгования выполняется параллельно с работой анализатора, который осуществляет обнаружение транкингового сигнала, частотно-временную синхронизацию, идентификацию источников сигнала, а также определяет принадлежность временных интервалов сигнала тому или иному источнику. На каждом таком интервале выполняется пеленгование, и соответствующий пеленг относится к идентифицированной станции. Таким образом, начало и окончание интервала пеленгования, а также начальный и конечный отсчеты блоков элементов АР известны. Заметим, что блоки элементов АР не синхронизированы с временной структурой анализируемого транкингового сигнала.

На рисунке 2 показаны блоки отсчетов видеосигнала элементов АР  $m = \overline{0, M-1}$  для коммутируемого тракта и соответствующие блоки отсчетов опорного тракта. Цикл пеленгования занимает интервал времени, в течение которого формируются блоки отсчетов всех элементов АР. Пауза длительностью  $\tau$  между блоками отсчетов обу-

словлена временем переключения коммутируемого канала между элементами АР. На рисунке 2  $i_{op}^{(m)}, i_{cl}^{(m)} = i_{op}^{(m)} + L_c$  – начальный и конечный отсчеты  $m$ -го элемента АР,  $L_c$  – число отсчетов блока,  $T_e$  – его длительность,  $T_p$  – длительность интервала пеленгования, которая обычно связана с временной структурой сигнала.

Длительность времени работы одного элемента АР  $T_e$  – это аппаратный параметр, который зависит от анализируемой транкинговой системы и выбирается исходя из соотношения:

$$T_e \leq \frac{T_p - M\tau}{M + 1}. \quad (4)$$

В этом случае на интервале одного цикла пеленгования гарантированно имеют место блоки отсчетов длительностью  $T_e$  каждого элемента АР.

Для каждого цикла пеленгования формируются величины, в которых содержится информация о разности фаз между синхронными отсчетами  $m$ -го элемента коммутируемого канала и нулевого элемента опорного канала:

$$U_m = \sum_{i=i_{op}^{(m)}}^{i_{cl}^{(m)}} x_{0i}^* \cdot x_{1i}^{(m)}, m = \overline{0, M-1}. \quad (5)$$

По величинам  $U_m, m = \overline{0, M-1}$ , в соответствии с фазоразностным методом пеленгования формируется решающая функция:

$$\Omega(\theta) = D(\theta) |U^T \cdot \mathbf{e}|, \quad (6)$$

где  $D(\theta)$  – диаграмма направленности элемента АР;  $U^T = (U_0, \dots, U_{M-1})$ ;  $\mathbf{e}$  – вектор предполагаемых разностей фаз между сигналами  $m$ -го и нулевого элементов АР в случае угла прихода  $\theta$ :  $\mathbf{e} = \left\{ \exp\left(j \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot d_m(\theta)\right), m = \overline{0, M-1} \right\}$ ;  $d_m(\theta)$  – разность хода между  $m$ -м и нулевыми элементами АР;  $d_m(\theta) = (a_m - a_0)\sin\theta + (b_m - b_0)\cos\theta$ ;  $(a_m, b_m)$  – координаты элементов АР;  $\lambda$  – длина волны сигнала.

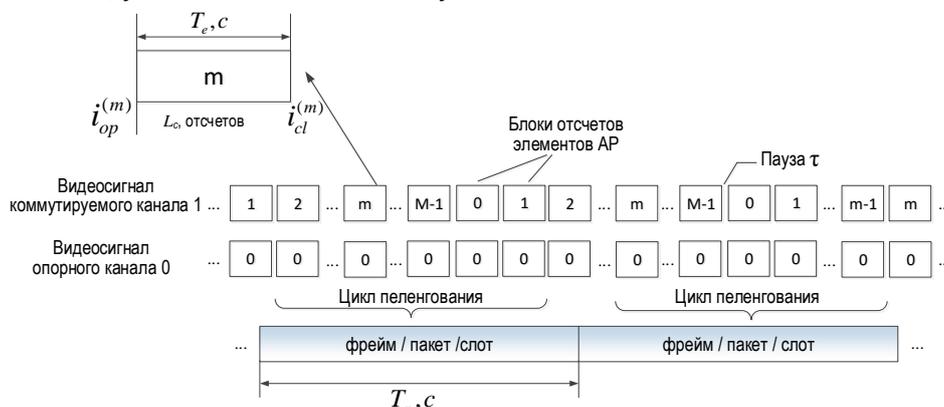


Рис. 2. Иллюстрация общей процедуры пеленгования  
Fig. 2. Illustration of the General Direction Finding Procedure

Пеленг определяется по положению максимума решающей функции (6):

$$\bar{\theta} = \max_{\theta} \Omega(\theta). \tag{7}$$

Для повышения помехоустойчивости в каждой точке анализа выполняется некоторое количество циклов пеленгования. Совокупность полученных пеленгов образуют гистограмму пеленгования, максимум которой служит оценкой направления на источник.

**Особенности пеленгования источников транкинговых систем**

Рассмотрим некоторые особенности пеленгования для транкинговых систем DMR, dPMR, P25, NXDN, TETRA. Стандарты этих систем [9–13] предполагают различные режимы связи: между мобильными радиостанциями напрямую, соединение с использованием ретрансляторов, а также работу через БС в составе транкинговой сети, в которой процедуры предоставления канала централизованно регулируются сетью.

В режиме транкинговой сети все эти системы используют множественный доступ с частотным разделением каналов. При этом в системах dPMR, P25, NXDN в каждом частотном канале на интервале сеанса связи передавать голос и данные может только один абонент. В системах DMR, TETRA используется также многостанционный доступ с временным разделением каналов, при котором для DMR организована двухслотовая, а для TETRA четырехслотовая временная структура. Это позволяет на одной несущей передавать голос и данные соответственно двум или четырем абонентам.

**DMR**

Ширина полосы DMR сигнала – 12,5 кГц. Длительность слота – 30 мс. В слотах передаются пакеты данных длительностью  $T_p = 27,5$  мс, защитный интервал между пакетами – 2,5 мс. Скорость передачи DMR сигнала 4800 бод, в каждом символе переносится 2 бита. Используется четырехпозиционная частотная модуляция 4FSK.

В активном режиме БС передачу сигнала ведет непрерывно. На рисунке 3 показан пример временной структуры DMR-сигнала. Цифрами «1» и «2» обозначены слоты соответствующих физических каналов. Обработка DMR-сигнала осуществляется независимо для каждого из двух каналов.

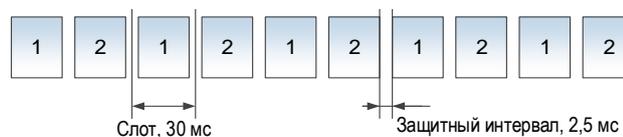


Рис. 3. Пример временной структуры DMR-сигнала

Fig. 3. Example of the Time Structure of a DMR Signal

Исходными данными для пеленгования являются отсчеты комплексного видеосигнала опорного и коммутируемого каналов полосой 12,5 кГц с частотой дискретизации  $f_s = J/T = 38,4$  кГц, где  $T = 1/4800$  с – длительность символа;  $J = 8$  – число отсчетов на символ.

Каждый пеленг DMR сигнала определяется по одному пакету. В частности, для 8-элементной AP ( $M = 8$ ) и паузы на переключение  $\tau = 0,5$  мс длительность блока одного элемента AP в соответствии с (4) равна  $T_e = 2,6$  мс, что составляет приблизительно  $L_e = 100$  отсчетов.

**dPMR**

Ширина полосы dPMR сигнала – 6,25 кГц. Скорость передачи – 2400 бод, используется четырехпозиционная частотная модуляция 4FSK.

Сигнал dPMR структурирован во времени по фреймам. Имеются следующие виды фреймов: фреймы передачи голоса и данных длительностью (80 мс), фрейм начала передачи (80 мс) и фрейм окончания (20 мс). Фреймы передачи голоса и данных объединены в суперфреймы по 4 фрейма в каждом. Возможны различные варианты сигнала dPMR, типовая структура сигнала показана на рисунке 4. Передача всегда начинается с начального фрейма. За ним следует некоторое количество суперфреймов голоса или данных. Заканчивается передача фреймом окончания.

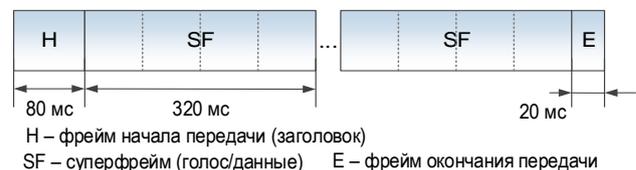


Рис. 4. Пример передачи голоса или данных

Fig. 4. Example of Voice or Data Transmission

Исходными данными для пеленгования являются отсчеты комплексного видеосигнала опорного и коммутируемого каналов полосой 6,25 кГц с частотой дискретизации  $f_s = J/T = 19,2$  кГц, где  $T = 1/2400$  с;  $J = 8$ .

Каждый пеленг dPMR сигнала определяется по одному фрейму длительностью  $T_p = 80$  мс, фрейм окончания передачи для пеленгования не используется. В частности, для 8-элементной AP ( $M = 8$ ) и паузы на переключение  $\tau = 0,5$  мс длительность блока одного элемента AP в соответствии с (4) равна  $T_e = 8,4$  мс, что составляет приблизительно  $L_e = 161$  отсчет.

**NXDN**

Ширина полосы NXDN может принимать два значения: 6,25 или 12,5 кГц. Скорость передачи – 2400 или 4800 бод, используется четырехпозиционная частотная модуляция 4FSK.

Сигнал NXDN имеет фреймовую временную структуру. Длительность фрейма составляет  $T_{fr} = 80$  мс для полосы 6,25 кГц или  $T_{fr} = 40$  мс для полосы 12,5 кГц. В сигнале NXDN передаются различные информационные каналы. Для некоторых из них передача осуществляется только на начальном интервале фрейма длиной  $\frac{3}{4}T_{fr}$ , что составляет 60 мс для полосы 6,25 кГц или 30 мс для полосы 12,5 кГц. Поэтому используются именно начальные интервалы фреймов, что обеспечивает гарантированное наличие сигнала при пеленговании.

Исходными данными для пеленгования являются отсчеты комплексного видеосигнала опорного и коммутируемого каналов полосой 6,25 или 12,5 кГц с частотой дискретизации  $f_s = J/T = 19,2$  или 38,4 кГц,  $T = 1/2400$  или  $T = 1/4800$  с,  $J = 8$ .

Каждый пеленг NXDN сигнала определяется по интервалу длительности  $T_p = 30$  мс. При этом для полосы 12,5 кГц получаем один пеленг на интервале фрейма, а для полосы 6,25 кГц – два пеленга на фрейм. В частности, для 8-элементной AP и паузы на переключение  $\tau = 0,5$  мс длительность блока одного элемента AP в соответствии с (4) равна  $T_e = 2,9$  мс, что составляет приблизительно  $L_e = 55$  и  $L_e = 110$  отсчетов для полос 6,25 и 12,5 кГц.

## P25

Ширина полосы сигнала P25 Phase 1 – 12,5 кГц. Скорость передачи – 4800 бод, используется частотная модуляция C4FM (4-х уровневая FSK).

Сигнал P25 представляет собой фреймовую временную структуру. Имеются различные виды фреймов: передачи голоса длительностью 180 мс; передачи данных переменной длительности; заголовка данных (82,5 мс); окончания передачи (15 или 45 мс). Фреймы передачи голоса могут быть объединены в суперфреймы по 2 фрейма в каждом. На рисунке 5 показана типовая передача голосовых данных. Передача начинается с фрейма заголовка данных, за которым следует некоторое количество суперфреймов голоса. Заканчивается передача фреймом окончания.

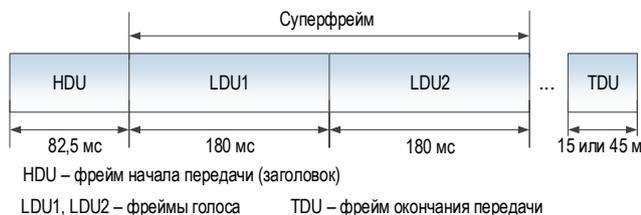


Рис. 5. Пример передачи голоса

Fig. 5. Example of Voice Transmission

Исходными данными для пеленгования являются отсчеты комплексного видеосигнала опорного и коммутируемого каналов полосой 12,5 кГц с

частотой дискретизации  $f_s = J/T = 38,4$  кГц, где  $T = 1/4800$  с,  $J = 8$ .

Выбран интервал пеленгования  $T_p = 60$  мс, так что за каждый голосовой фрейм формируется три пеленга. Фрейм окончания передачи для пеленгования не используется. В частности, для 8-элементной AP и паузы на переключение  $\tau = 0,5$  мс длительность блока одного элемента AP в соответствии с (4) равна  $T_e = 6,2$  мс, что составляет приблизительно  $L_e = 239$  отсчета.

## TETRA

Ширина полосы сигнала TETRA – 25 кГц. Скорость передачи данных – 18 кбод. Используется модуляция  $\pi/4$  DQPSK, в которой каждый символ в зависимости от значения использует фазы сигнала  $\pm\pi/4, \pm3\pi/4$ , то есть передается два бита на символ. Сигнал TETRA во времени структурирован по фреймам длительностью 56,67 мс. Последовательность из 18 фреймов образует мультифрейм длительностью 1,02 с. Фрейм делится на 4 слота длительностью 14,167 мс каждый. В разных слотах фрейма могут вести передачу четыре различных радиостанции.

На рисунке 6 представлена временная структура сигнала TETRA.

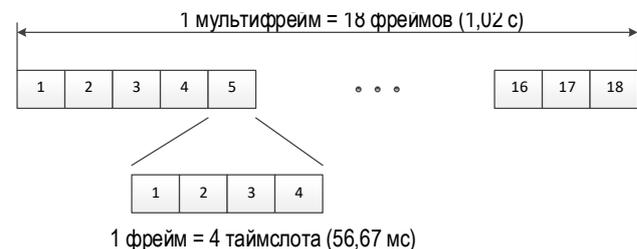


Рис. 6. Временная структура сигнала TETRA

Fig. 6. Time Structure of Signal TETRA

Исходными данными для пеленгования являются отсчеты комплексного видеосигнала опорного и коммутируемого каналов полосой 25 кГц с  $f_s = J/T = 90$  кГц,  $T = 1/18000$  с,  $J = 5$ .

Оценка каждого пеленга сигнала TETRA определяется по одному слоту длительности  $T_p = 14,167$  мс. В частности, для 8-элементной AP и  $\tau = 0,5$  мс длительность блока одного элемента AP в соответствии с (4) равна  $T_e = 1,1$  мс, что составляет приблизительно  $L_e = 100$  отсчетов.

## Примеры адресного пеленгования и оценки местоположения источников

Адресное пеленгование и оценка местоположения источников транкинговых систем связи реализованы в российском анализаторе сигналов транкинговых сетей ([https://www.ircos.ru/ru/sw\\_bstrunk.html](https://www.ircos.ru/ru/sw_bstrunk.html)) на базе мобильного пеленгатора АРТИКУЛ-М1 ([https://www.ircos.ru/ru/pel\\_mp1.html](https://www.ircos.ru/ru/pel_mp1.html)) производства АО «ИРКОС» (<https://www.ircos.ru/>)

[zip/cat2024.pdf](#)). Пеленгатор установлен на автомобиль и включает антенную систему, двухканальное цифровое радиоприемное устройство семейства АРГАМАК и аппаратуру навигации. Функционал обнаружения, анализа и пеленгования сигналов транкинговых сетей реализован в виде отдельного программного модуля.

Приведем некоторые результаты адресного пеленгования источников транкинговых сигналов. На рисунке 7 представлен пример адресного пеленгования двух радиостанций стандарта DMR с иденти-

фикаторами устройств Source ID = 703 и Source ID = 704, работающих на одной частоте 155 МГц в разных слотах сигнала. На фоне карты местности показано реальное расположение радиостанций DMR, положение пеленгатора, ориентация его АР (черной стрелкой), а также направления на радиостанции относительно пеленгатора. Ниже показаны результаты пеленгования: решающие функции (6) и значения пеленгов (7). Видно, что полученные пеленги соответствуют истинному направлению на радиостанции.

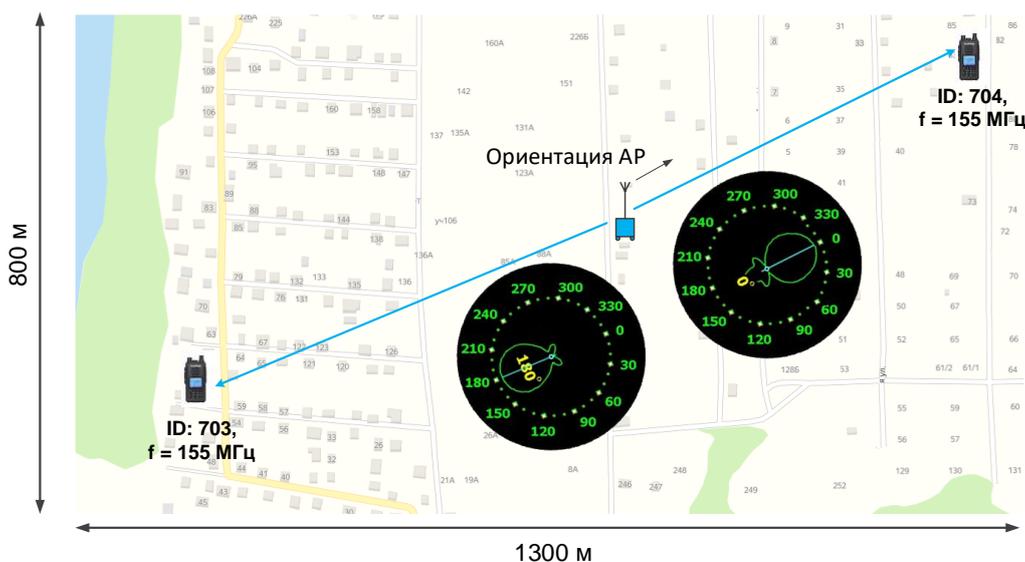


Рис. 7. Пример адресного пеленгования радиостанций DMR, работающих на одной частоте в разных слотах сигнала

Fig. 7. Example of Address Direction Finding of DMR Radio Stations Operating on the Same Frequency in Different Signal Slots

По результатам пеленгования в различных точках траектории движения мобильного пеленгатора можно получить оценку местоположения обнаруженных источников, например, посредством использования угломерного или амплитудно-угломерного методов [1, 6]. На рисунке 8 показан пример оценки местоположения радиостанции сигнала P25 с идентификатором Source ID = 10 и идентификатором сети NAC = 659. Радиостанция работала на частоте 851 МГц, периодически передавая голосовой сигнал. На фоне карты местности показана двумерная решающая функция оценки местоположения источника, трек движения пеленгатора, а также положение точек местности, в которых получены результаты пеленгования. В качестве примера красными пунктирными линиями показаны результаты пеленгования из некоторых точек местности (одиночные пеленги). Полученная оценка местоположения радиостанции (зеленая точка) практически совпадает с ее реальным расположением (оранжевый треугольник), погрешность составила 10 м.

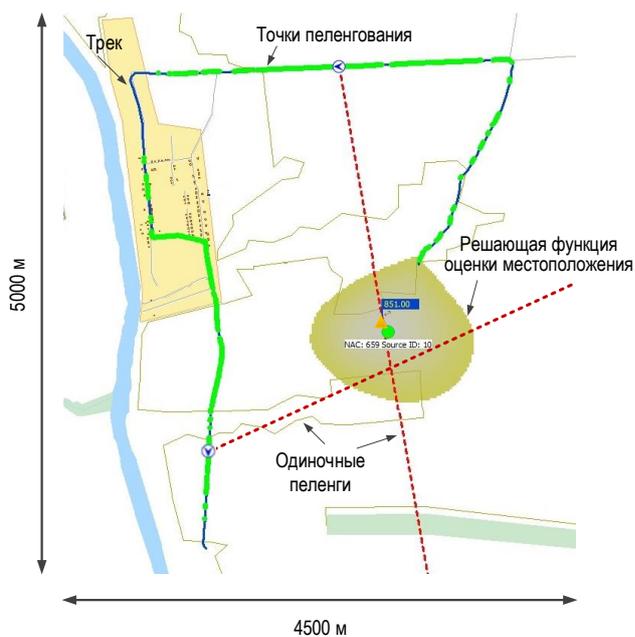


Рис. 8. Пример оценки местоположения радиостанции P25

Fig. 8. Example of Estimating the Location of a Radio Station P25

На рисунке 9 показан пример оценки местоположения радиостанций DMR и NXDN, работающих на частотах 155,13 и 141 МГц соответственно. Радиостанции располагались рядом друг с другом (оранжевый треугольник) и излучали сигнал

независимо друг от друга, периодически передавая в эфир голосовые данные. Полученная погрешность оценки местоположения для обеих радиостанций не превысила 20 м.

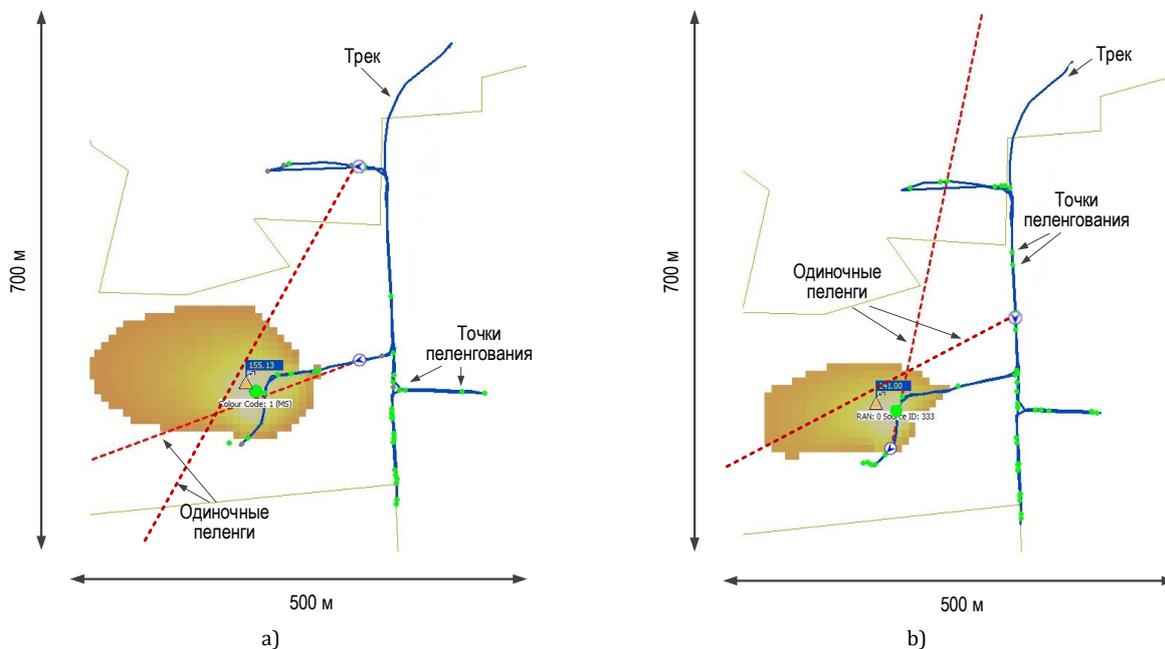


Рис. 9. Пример оценки местоположения радиостанций DMR (а) NXDN (б)

Fig. 9. Example of Estimating the Location of DMR (a) and NXDN (b) Radio Stations

## Заключение

В данной работе представлена процедура адресного пеленгования источников сигналов транкинговых систем связи, рассмотрены особенности пеленгования для систем DMR, dPMR, P25, NXDN, TETRA. Описанная процедура позволяет выполнить обнаружение, идентификацию источников и сформировать оценку направления на эти источники. Представлен алгоритм предварительного обнаружения активных радиоканалов транкинговых сетей, который позволяет значительно сократить количество анализируемых несущих частот и повысить скорость обработки.

## Список источников

1. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг – задачи, методы, средства. М.: Горячая линия – Телеком, 2015. 640 с.
2. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Автоматизированные системы радиоконтроля и их компоненты. М.: Горячая линия – Телеком, 2022. 488 с.
3. Беспалов О.В., Бочаров Д.Н., Каюков И.В., Козьмин В.А., Манелис В.Б. Анализатор сигналов радиостанций DMR // Спецтехника и связь. 2016. № 4. С. 106–110.
4. Ашихмин А.В., Бочаров Д.Н., Козьмин В.А., Крыжко И.Б., Сладких В.А. Анализатор сигналов радиостанций APCO P25 // Спецтехника и связь. 2016. № 4. С. 111–114.
5. Жуков А.А., Зайцев А.А., Козьмин В.А., Сысоев Д.С. Анализаторы базовых станций TETRA и DECT // Спецтехника и связь. 2012. № 3. С. 35–40.
6. Козьмин В.А., Крыжко И.Б., Токарев А.Б., Фатеев А.А. Определение местоположения источников радиоизлучения // Спецтехника и связь. 2016. № 4. С. 60–68.
7. Манелис В.Б., Сладких В.А., Козьмин В.А., Бизюков П.Е. Адресное пеленгование базовых станций GSM, UMTS, LTE сетей сотовой связи // Системы управления, связи и безопасности. 2021. № 2. С. 142–158. DOI:10.24412/2410-9916-2021-2-142-158. EDN:ONSJJS

8. Манелис В.Б., Козьмин В.А., Сладких В.А. Обнаружение и идентификация базовых станций сетей сотовой связи 5G // Системы управления, связи и безопасности. 2021. № 3. С. 152–178. DOI:10.24412/2410-9916-2021-3-152-178. EDN:VKAIOR
9. ETSI TS 102 361-1 V2.3.1 (2013-07). Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM). Digital Mobile Radio (DMR) Systems. Part 1: DMR Air Interface (AI) protocol. 2013. 174 p.
10. TIA-102.BAAA-A. Project 25. FDMA – Common Air Interface. New Technology Standards Project – Digital Radio Technical Standards. 2003.
11. ETSI TS 102 490 V1.8.1 (2014-06). Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM). Peer-to-Peer Digital Private Mobile Radio using FDMA with a channel spacing of 6,25 kHz with e.r.p. of up to 500 mW. 2014. 67 p.
12. NXDN TS 1-A Version 1.3. Part 1: Air interface. Sub-part A: Common Air Interface. 2011.
13. ETSI TS 100 392-2 V2.4.1 (2003-10). Terrestrial Trunked Radio (TETRA). Voice plus Data (V+D). Part 2: Air Interface (AI). 2003. 813 p.

## References

1. Rembovsky A.M., Ashikhmin A.V., Kozmin V.A. *Radio Monitoring – Tasks, Methods, Means*. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom Publ.; 2015. 640 p. (in Russ.)
2. Rembovsky A.M., Ashikhmin A.V., Kozmin V.A. *Automated Radio Monitoring Systems and Their Components*. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom Publ.; 2022. 488 p (in Russ.)
3. Bepalov O.V., Bocharov D.N., Kayukov I.V., Kozmin V.A., Manelis V.B. DMR Radio Station Signals Analyzer. *Spectekhnika i svyaz'*. 2016;4:106–110 (in Russ.)
4. Ashikhmin A.V., Bocharov D.N., Kozmin V.A., Kryzhko I.B., Sladkikh V.A. APCO P25 Radio Station Signals Analyzer. *Spectekhnika i svyaz'*. 2016;4:111–114 (in Russ.)
5. Zhukov A.A., Zaitsev A.A., Kozmin V.A., Sysoev D.S. TETRA and DECT Base Station Analyzers. *Spectekhnika i svyaz'*. 2012;3:35–40 (in Russ.)
6. Kozmin V.A., Kryzhko I.B., Tokarev A.B., Fateev A.A. Determining the Location of Radio Emission Sources. *Spectekhnika i svyaz'*. 2016;4:60–68 (in Russ.)
7. Manelis V.B., Sladkikh V.A., Kozmin V.A., Bizyukov P.E. Base station address direction finding of GSM, UMTS, LTE cellular networks. *Systems of Control, Communication and Security*. 2021;2:142–158 (in Russ.). DOI:10.24412/2410-9916-2021-2-142-158. EDN:ONSJJS
8. Manelis V.B., Kozmin V.A., Sladkikh V.A. Detection and identification of base stations of 5G cellular networks. *Systems of Control, Communication and Security*. 2021;3:152–178 (in Russ.) DOI:10.24412/2410-9916-2021-3-152-178. EDN:VKAIOR
9. ETSI TS 102 361-1 V2.3.1 (2013-07). *Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM). Digital Mobile Radio (DMR) Systems. Part 1: DMR Air Interface (AI) protocol*. 2013. 174 p.
10. TIA-102.BAAA-A. Project 25. *FDMA – Common Air Interface. New Technology Standards Project – Digital Radio Technical Standards*. 2003.
11. ETSI TS 102 490 V1.8.1 (2014-06). *Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM). Peer-to-Peer Digital Private Mobile Radio using FDMA with a channel spacing of 6,25 kHz with e.r.p. of up to 500 mW*. 2014. 67 p.
12. NXDN TS 1-A Version 1.3. *Part 1: Air interface. Sub-part A: Common Air Interface*. 2011.
13. ETSI TS 100 392-2 V2.4.1 (2003-10). *Terrestrial Trunked Radio (TETRA). Voice plus Data (V+D). Part 2: Air Interface (AI)*. 2003. 813 p.

Статья поступила в редакцию 18.06.2025; одобрена после рецензирования 17.07.2025; принята к публикации 18.07.2025.

The article was submitted 18.06.2025; approved after reviewing 17.07.2025; accepted for publication 18.07.2025.

## Информация об авторах:

**МАНЕЛИС**  
Владимир Борисович

доктор технических наук, доцент, ведущий научный сотрудник научно-исследовательского сектора АО «ИРКОС»  
 <https://orcid.org/0009-0008-7077-3611>

**СЛАДКИХ**  
Владимир Александрович

кандидат технических наук, начальник научно-исследовательского сектора АО «ИРКОС»  
 <https://orcid.org/0009-0007-7397-717X>

**КОЗЬМИН**  
Владимир Алексеевич

кандидат технических наук, доцент, директор по научной работе АО «ИРКОС»  
 <https://orcid.org/0000-0002-5268-1114>

**ШАТИЛОВ**  
Данила Владимирович

инженер-программист 3 категории научно-исследовательского сектора АО «ИРКОС»  
 <https://orcid.org/0009-0006-9084-2958>

Авторы сообщают об отсутствии конфликтов интересов.

The authors declare no conflicts of interests.

Научная статья

УДК 621.396.67

<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-4-78-86>

EDN:NYNYEJ



# Анализ вариантов синтеза малоэлементной антенной решетки для использования в качестве бортовой антенной системы БПЛА

Павел Александрович Межевов , [mezhevov.pa@sut.ru](mailto:mezhevov.pa@sut.ru)

Константин Олегович Коровин, [korovin.ko@sut.ru](mailto:korovin.ko@sut.ru)

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

## Аннотация

Беспилотные летательные аппараты активно развиваются в настоящее время. Их радиотехническое оборудование также совершенствуется и ставит новые задачи перед разработчиками. Со стороны антенной техники простым решением для обеспечения связи является применение ненаправленных антенных систем, что позволяет организовывать канал связи с БПЛА с любого направления, однако такие системы обладают ограниченной дальностью связи. **Актуальной задачей** является увеличение дальности работы линий связи с использованием беспилотных летательных аппаратов с сохранением возможности организации канала с любого направления. В первую очередь увеличение дальности может быть достигнуто путем использования направленных антенных систем, однако оно ограничено особенностями применения беспилотных летательных аппаратов. Несмотря на то, что во многих исследованиях рассматривается создание антенных решеток с широким диапазоном углов сканирования, такие системы требуют сложных диаграммообразующих схем, что усложняет их реализацию на готовых продуктах, в связи дополнительной весовой нагрузкой на беспилотные летательные аппараты.

**Цель работы.** Разработка переключаемой антенной системы на беспилотных летательных аппаратах с возможностью выбора направления излучения / приема в любом направлении азимутальной плоскости для повышения дальности связи относительно ненаправленных бортовых антенных систем. В рамках исследования разработана модель излучателя и переключаемой кольцевой антенной системы и цилиндрической антенной системы в пакете электромагнитного моделирования Ansys HFSS, основанной на **методе** конечных элементов для расчета электромагнитных полей.

**Результаты.** Показаны характеристики направленности кольцевой антенной системы из 8 и 6 элементов, в частности приводятся значения коэффициента направленного действия и азимутальные плоскости диаграммы направленности, а также аналогичные характеристики и параметры для цилиндрической антенной системы из 6×2 элементов.

**Научная новизна.** Разработанные модели увеличивают бюджет канала связи с БПЛА на 4,4-7,2 дБ, относительно ненаправленных систем, что соразмерно изменяет в большую сторону и дальность линии связи. Особый акцент сделан на форме огибающей диаграммы направленности при переключении на соседний элемент антенной системы, а также на возможность построения не только кольцевых, но и цилиндрических геометрий решения.

**Практическая значимость.** В результате данного исследования предложены конструктивные решения для использования на БПЛА с возможностью работы с любого направления азимутальной плоскости, а также с наклоном в угломестной плоскости для цилиндрической антенной системы.

**Ключевые слова:** БПЛА, антенная решетка, ретрансляция, кольцевая антенная решетка, цилиндрическая антенная решетка

**Ссылка для цитирования:** Межевов П.А., Коровин К.О. Анализ вариантов синтеза малоэлементной антенной решетки для использования в качестве бортовой антенной системы БПЛА // Труды учебных заведений связи. 2025. Т. 11. № 4. С. 78–86. DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-4-78-86. EDN:NYNYEJ

Original research

<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-4-78-86>

EDN:NYNYEJ

# Analysis of Synthesizing Options for a Low-Element Antenna Array for Use as UAV Onboard Antenna System

 Pavel A. Mezhevov✉, mezhevov.pa@sut.ru

 Konstantin O. Korovin, korovin.ko@sut.ru

The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications,  
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

## Annotation

*Unmanned Aerial Vehicles (UAVs) are currently undergoing active development. Their radio equipment is also advancing, presenting new challenges for designers. From the antenna perspective, a straightforward solution for ensuring communication is the use of omnidirectional antenna systems, which allow establishing a communication link with the UAV from any direction. However, such systems have a limited communication range. A relevant task is to increase the operational range of communication links for unmanned aerial vehicles while maintaining the capability to establish a link from any direction. Primarily, increasing the range can be achieved by employing directional antenna systems; however, this is limited by the specific operational features of UAVs. Although numerous studies focus on creating antenna arrays with a wide scanning angle range, such systems require complex beamforming networks, which complicates their implementation on commercial products due to the additional weight burden on the UAV.*

**Aim.** *Development a switchable antenna system for unmanned aerial vehicles with the capability to select the radiation / reception direction in any azimuth plane direction to enhance the communication range compared to omnidirectional onboard antenna systems.*

**Materials and methods.** *As part of this research, models of a radiating element, a switchable circular antenna array, and a cylindrical antenna array were developed using the Ansys HFSS electromagnetic simulation package, which is based on the finite element method for calculating electromagnetic fields.*

**Results.** *The radiation patterns of an 8-element and a 6-element circular antenna array are presented, specifically the values of the directivity coefficient and azimuthal plane radiation patterns. Similar characteristics and parameters for a 6×2 element cylindrical antenna array are also provided.*

**Scientific novelty.** *The developed models increase the communication link budget of the UAV by 4.4–7.2 dB compared to omnidirectional systems, which proportionally extends the range of the communication link. Particular emphasis is placed on the shape of the radiation pattern envelope when switching to an adjacent element of the antenna system, as well as on the feasibility of implementing not only circular but also cylindrical array geometries.*

**Practical significance.** *This research proposes design solutions for use on UAVs, enabling operation from any direction in the azimuth plane, as well as with an inclination in the elevation plane for the cylindrical antenna system.*

**Keywords:** UAV, antenna array, relay, ring antenna array, cylindrical antenna array

**For citation:** Mezhevov P.A., Korovin K.O. Analysis of Synthesizing Options for a Low-Element Antenna Array for Use as UAV Onboard Antenna System. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2025;11(4):78–86. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-4-78-86. EDN:NYNYEJ

## Введение

Современные БПЛА стремительно развиваются и для них находится все большее количество областей применения [1, 2]. Радиотехнические решения постепенно расширяют полосу пропускания, позволяют использовать сети, построенные на основе БПЛА, применять последние в качестве ретрансля-

тора и т. п. Основным достоинством БПЛА является его мобильность, что также приводит к некоторым особенностям радиотехнического оснащения, в частности – бортовой антенной системы. Как правило, бортовая антенна является слабонаправленной, что уменьшает максимальную дальность связи с БПЛА.

В настоящей работе рассматривается использование секторной переключаемой кольцевой антенной системы в качестве бортовой антенны с возможностью управляемого переключения нужного сектора. В качестве излучателя был выбран микрополосковый элемент, в связи с малыми массогабаритными параметрами и простотой изготовления.

### Текущее состояние антенных систем на БПЛА

В современных БПЛА используются всенаправленные бортовые антенные системы [3, 4], антенны со строгой направленностью, что соответствует ограниченной области применения таких БПЛА [5], и переключаемые антенные системы [6].

В [7] рассматривалась кольцевая антенная решетка из 8 и 16 элементов, с возможностью использования 3 и 5 соседних элементов, которая также способна обеспечивать возможность работы во всей азимутальной плоскости, однако она нуждается в диаграммообразующем устройстве, что значительно влияет на массогабаритные параметры, сложность и стоимость антенной системы.

Из представленных вариантов переключаемые антенные системы представляются наиболее перспективным решением, т. к. всенаправленные антенные решетки обеспечивают изотропную диаграмму направленности (ДН) в азимутальной плоскости, что позволяет обеспечивать связь с БПЛА с любого направления, однако обладают малым коэффициентом усиления (КУ). Направленные антенны, в свою очередь, обладают противоположными качествами – большим КУ и ограниченным углом использования БПЛА.

Переключаемые антенные решетки, в свою очередь, обладают преимуществами и направленных и ненаправленных систем, а именно: способны обеспечивать высокий КУ и изотропную огибающую ДН в азимутальной плоскости.

### Параметры бортовой антенной системы

Бортовые антенные системы на БПЛА в большинстве систем должны обеспечивать возможность работы канала связи с наземной станцией с любого направления в азимутальной плоскости, а также обладать минимально возможными массогабаритными параметрами. Усложнение антенной системы неизбежно приводит к повышению массы, однако использование кольцевых антенных решеток позволяет добиться большей направленности [7].

Исходя из озвученных требований, можно сделать вывод о необходимости использования ненаправленных излучателей, однако задача обеспечения возможности работы в любом азимутальном направлении может быть решена с применением кольцевых антенных решеток.

В настоящей работе рассматривается упрощенное решение задачи с использованием направленных излучателей, расположенных в форме кольцевой антенной решетки, но с единственным активным элементом в каждый момент времени, с возможностью переключения активного сектора. Такое решение при правильном управлении позволяет получить приближенную к круговой огибающую ДН, что удовлетворяет требованию по обеспечению возможности работы с любого направления. В отличие от всенаправленных антенн, рассматриваемое решение позволяет добиться большего коэффициента направленного действия (КНД), что положительно влияет на максимальную дальность связи при равных мощности передатчиков и чувствительности приемников.

### Разработка излучателя для переключаемой антенной системы

Общая масса и размеры итоговой антенной системы напрямую зависят как от аналогичных параметров излучателя, так и от количества излучателей.

Количество излучателей для перекрытия всей азимутальной плоскости стоит выбирать из ширины ДН одного элемента по выражению:

$$N = \frac{360}{2\theta_{0,5}}, \quad (1)$$

где  $2\theta_{0,5}$  – ширина ДН одиночного излучателя по уровню половинной мощности.

Таким образом, количество элементов может быть определено, исходя из максимальной допустимой массы антенной системы на БПЛА. В таком случае излучатель должен быть выбран, опираясь на минимизацию массы и обеспечение выполнения требуемой ширины ДН по выражению (1).

В данной работе рассматриваются варианты антенных систем из 6 и 8 излучателей, поэтому излучатель должен обладать шириной ДН не менее  $60^\circ$ . Такая ширина свойственна микрополосковому излучателю, который, помимо подходящей ширины ДН, обладает рядом преимуществ, а именно – малыми массогабаритными параметрами и простотой изготовления и интеграции [8].

Разработанный излучатель представлен на рисунке 1, а его ДН и частотные параметры – на рисунке 2. Выбран диапазон частот  $5,8$  ГГц, часто использующийся в беспилотной технике с возможностью передачи видеосигнала [9].

Материалы и геометрические параметры разработанного излучателя сведены в таблицу 1.

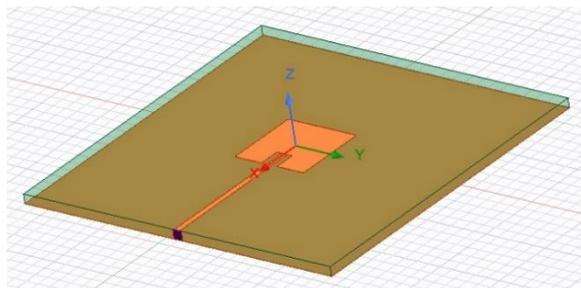


Рис. 1. Одиночный микрополосковый элемент

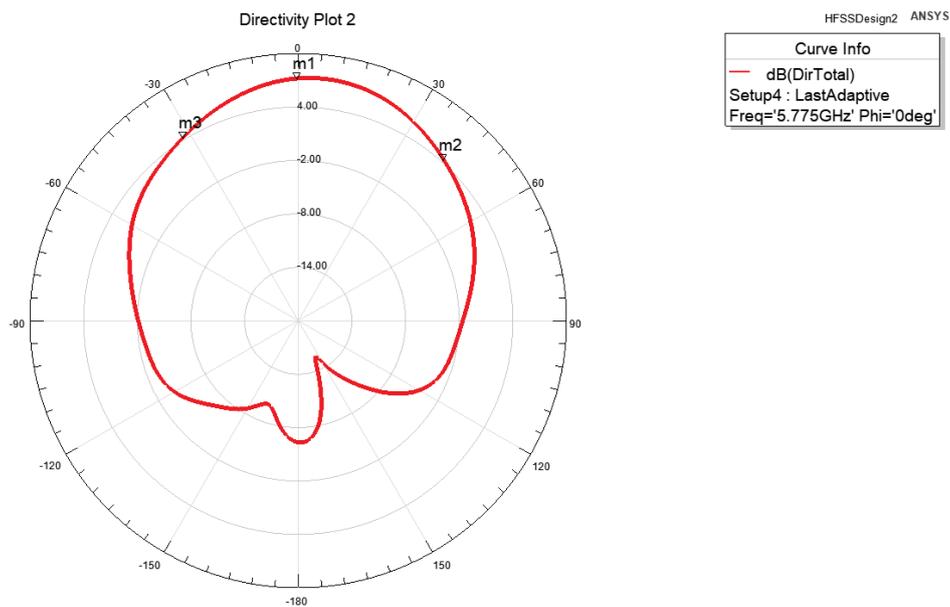
Fig. 1. Single Microstrip Element

ТАБЛИЦА 1. Параметры излучателя

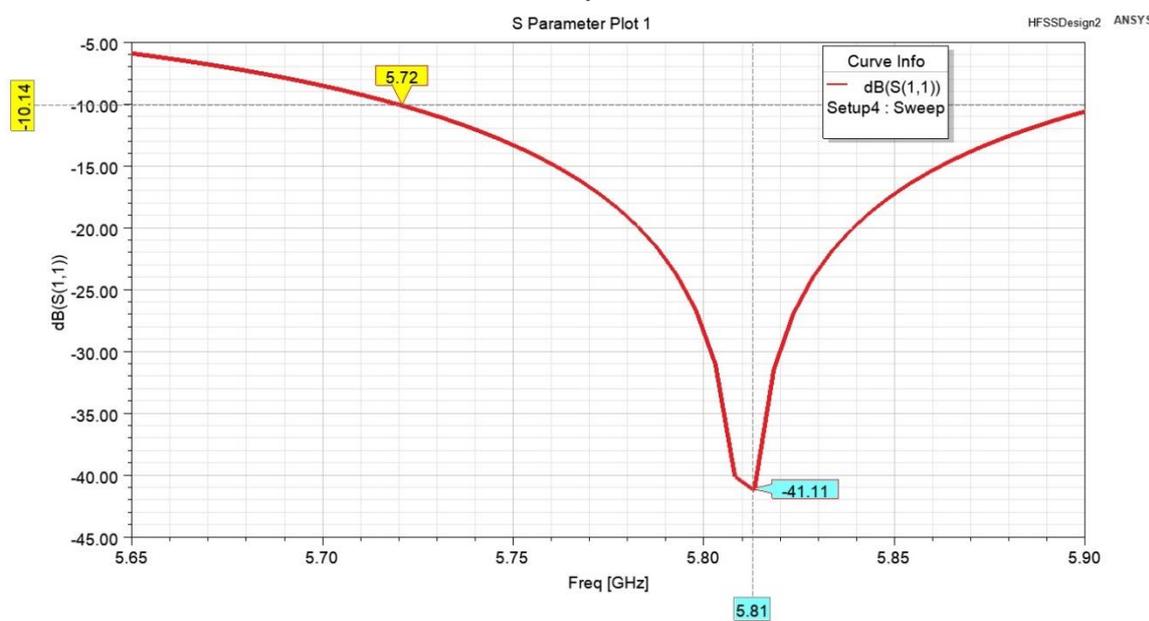
TABLE 1. Radiator Parameters

Материал проводящей части	Медь
Диэлектрическая подложка	Стеклотекстолит FR-4
Размер подложки, мм	52×52×1,5
Размер патча, мм	11,6×11,6

Name	Theta	Ang	Mag
m1	0.0000	0.0000	7.2164
m2	42.0000	42.0000	4.3088
m3	-32.0000	-32.0000	4.2711



a)



b)

Рис. 2. Диаграмма направленности (a) и коэффициент отражения (S11) (b) одиночного элемента

Fig. 2. Directional Pattern (a) and S11 (b) of a Single Element

### Проектирование переключаемой антенной системы

В ходе работы создано несколько моделей переключаемых антенных систем. Для упрощения систематизации и оценки полученных моделей введен следующий набор критериев:

К<sub>1</sub> – количество элементов в антенной системе, позволяющей оценить соотношение массы полученного радиотехнического решения;

К<sub>2</sub> – радиус системы, позволяющий оценить габариты полученной антенной системы и область применения на конкретных БПЛА, мм;

К<sub>3</sub> – максимальный КНД, численно значимый для оценки дальности связи, при использовании соответствующей антенной системы, дБ;

К<sub>4</sub> – минимальный КНД, соответствующий точке переключения соседних элементов и показывающий значение КНД в наиболее неблагоприятном варианте пространственного расположения БПЛА, дБ;

К<sub>5</sub> – неравномерность огибающей ДН, численно рассчитанной как разница К<sub>3</sub> и К<sub>4</sub>, дБ.

Первая итерация состоит из 8 элементов, при наиболее близком расположении элементов образует кольцо с радиусом 75,5 мм (рисунок 3). Вследствие взаимного влияния элементов наблюдается рассогласование активного антенного излучателя, что приводит к смещению зависимости соответствующего S параметра от частоты (рисунок 4).

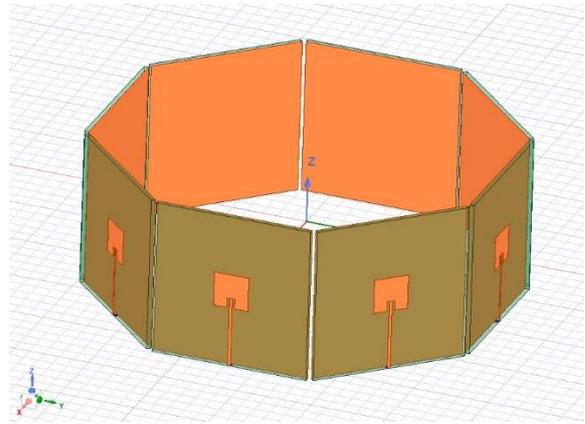


Рис. 3. Кольцевая переключаемая антенная система из 8 элементов

Fig. 3. 8-Element Ring Switchable Antenna System

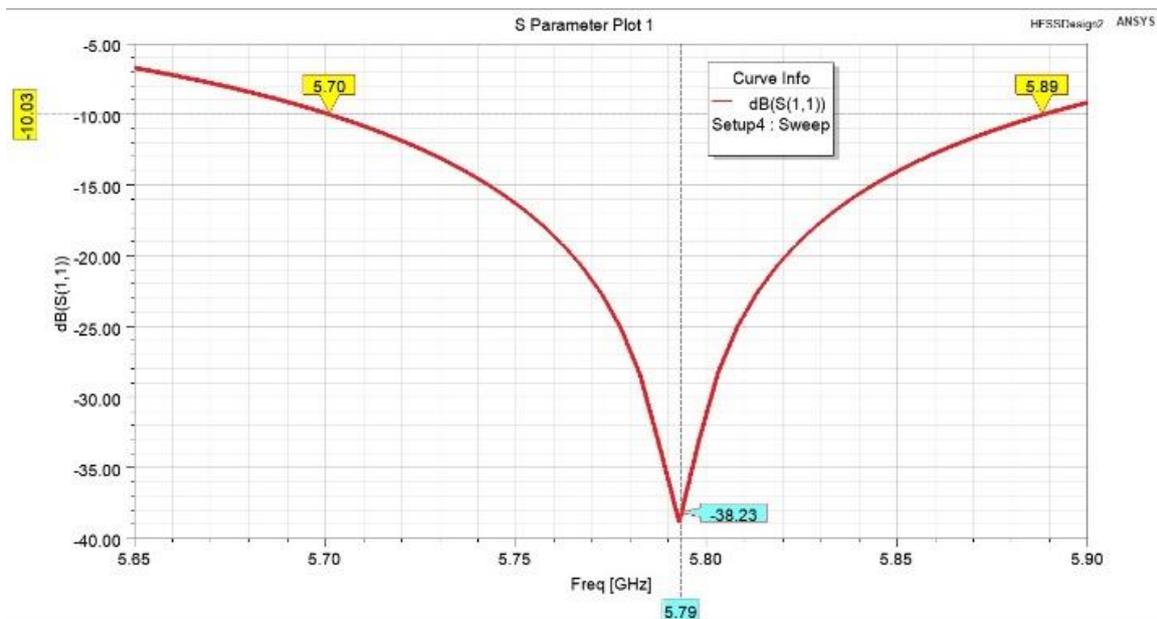


Рис. 4. Рассогласование S параметра при использовании 8 элементной переключаемой системы

Fig. 4. S-Parameter Mismatch When Using 8-Element Switched System

На рисунке 5а представлены ДН при использовании соседних элементов. Маркер *maxdir* показывает максимальный КНД антенной системы, а маркер *swardir* – минимальный КНД (точку переключения активного элемента). Таким образом, максимальный КНД системы равен 6,5 дБ, уровень огибающей ДН не снижается ниже 6,1 дБ, а неравномерность огибающей составляет 0,4 дБ.

Последующий вариант модели предполагает снижение огибающей ДН до уровня  $-3$  дБ относительно максимума и содержит 6 элементов с радиусом системы 43,5 мм (рисунок 5б). После уменьшения числа элементов получены следующие параметры: максимальный КНД системы – 7,4 дБ, минимальный – 5,7 дБ, а неравномерность огибающей 2,7 дБ. Повышение КНД объясняется снижением взаимного влияния элементов.

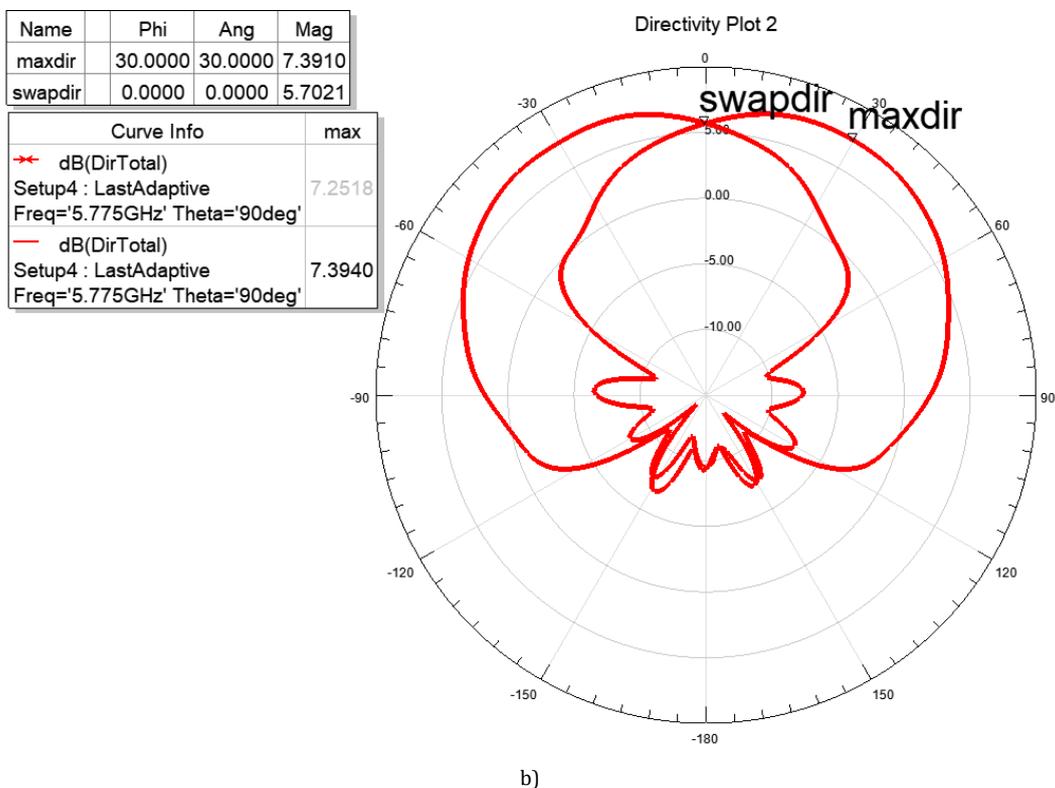
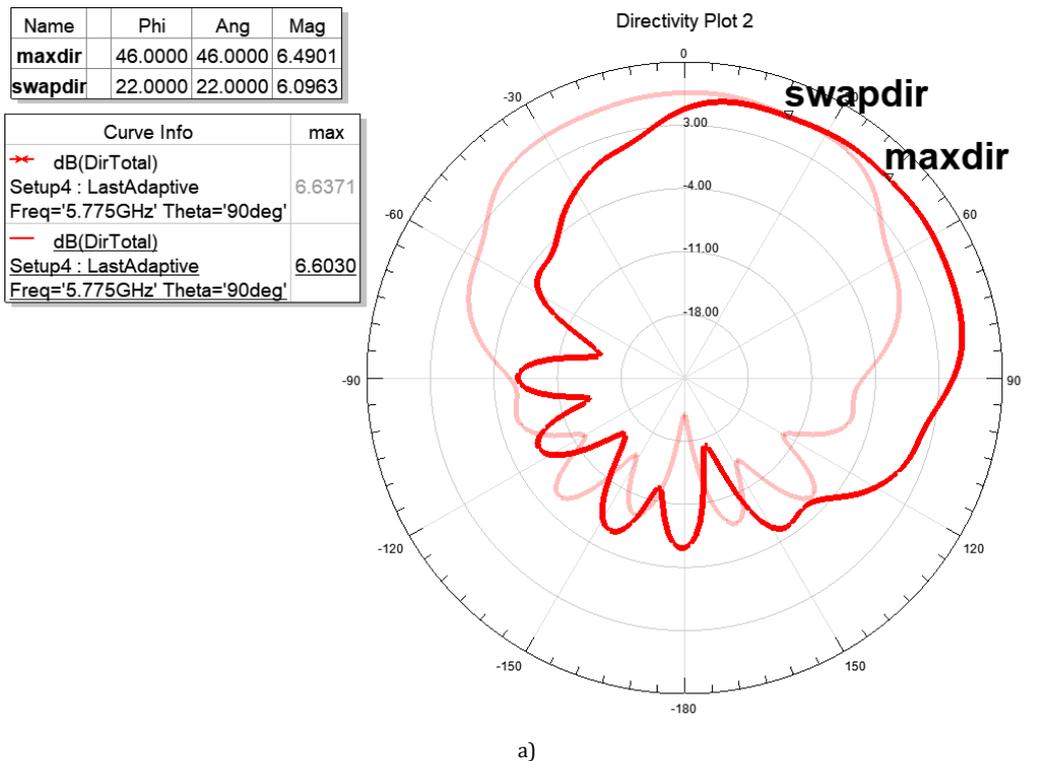


Рис. 5. ДН переключаемой антенной системы из 8 (а) и 6 (б) элементов при переключении на соседний элемент  
 Fig. 5. Directional Pattern of Switchable Antenna System of 8 (a) and 6 (b) Elements When Switching to an Adjacent Element

Стоит заметить, что связь с БПЛА осуществляется между точками с разными координатами высот, в зависимости от высоты полета БПЛА. Из чего можно установить дополнительное требование к бортовой антенной системе – широкую ДН в угломестной плоскости, либо возможность ее наклона. Кольцевое расположение излучателей не позволяет управлять наклоном главного лепестка ДН, поэтому последующий вариант исполнения антенной системы предполагает использование цилиндрического расположения (рисунок 6).

Такое решение позволяет добиться большего КНД в направлении главного максимума, за счет одновременного использования 2 элементов, а также наклонить главный лепесток ДН с помощью внесения фазового сдвига между излучателями. Максимальный наклон ДН такой геометрии антенной системы достигает  $30^\circ$  при потерях КНД до 3 дБ относительно синфазно запитанных элементов. В результате получены ДН с максимальной уровнем 10,2 дБ, минимальным уровнем 8,8 дБ (рисунок 7), неравномерностью огибающей ДН 2,4 дБ и возможностью наклона ДН в угломестной плоскости (рисунок 8).

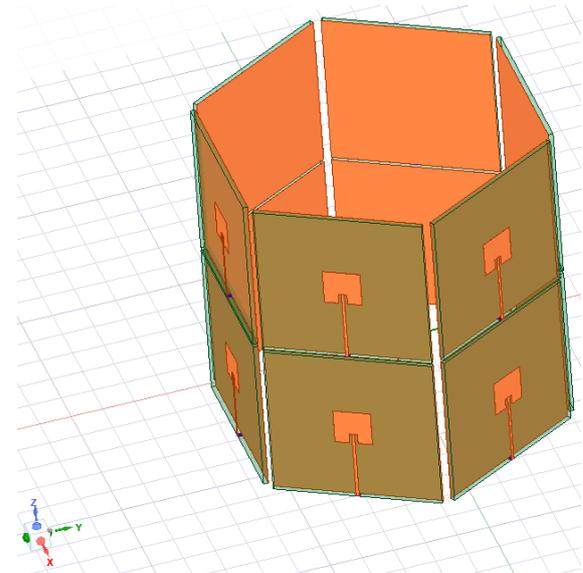


Рис. 6. Цилиндрическая переключаемая антенная система из 6×2 элементов

Fig. 6. 6×2-Elements Cylindrical Switchable Antenna System

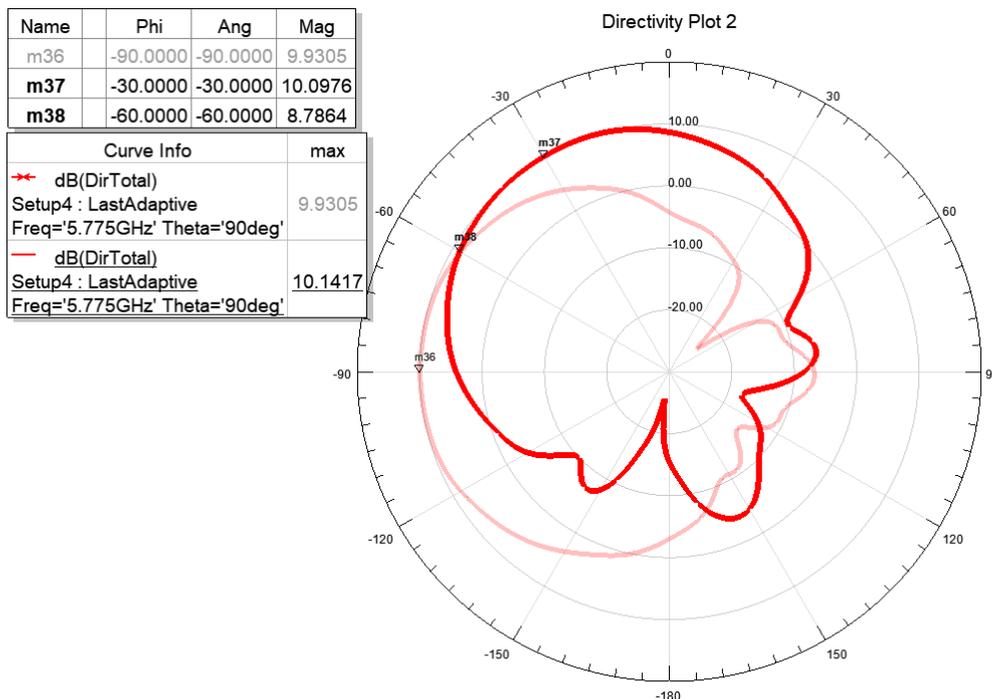
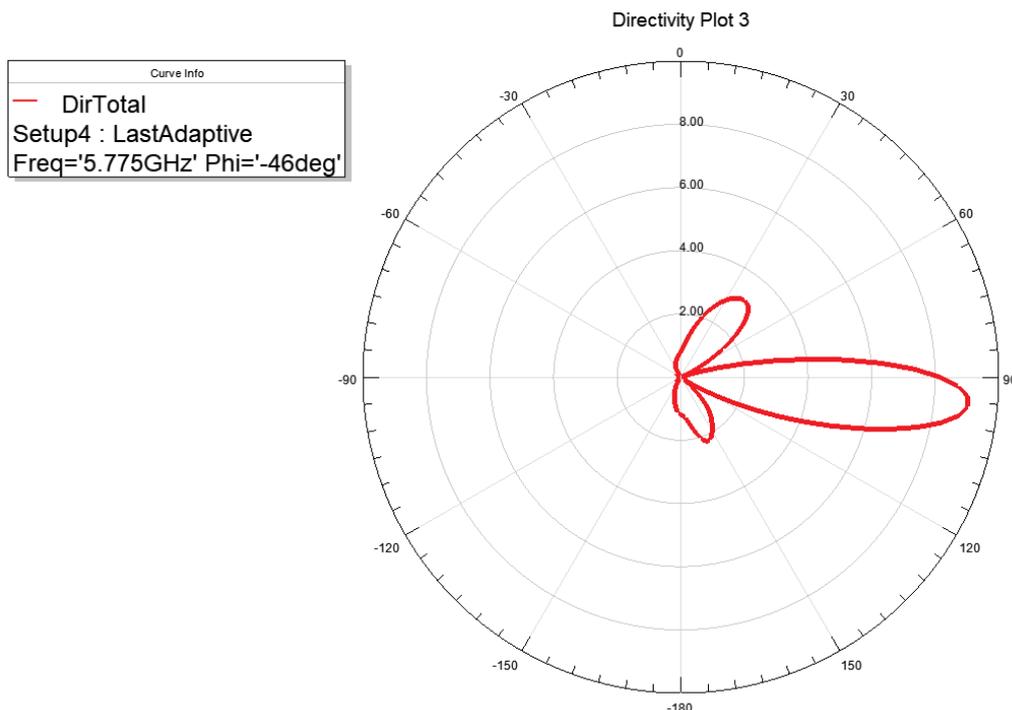


Рис. 7. ДН переключаемой антенной системы из 6×2 элементов при переключении на соседний элемент

Fig. 7. Directional Pattern of a Switchable Antenna System of 6×2-Elements When Switching to an Adjacent Element

Систематизация по введенным выше критериям сведена в таблицу 2. По сравнительным результатам можно сделать выводы по каждой модели. Вариант из 8 элементов может применяться в системах с необходимостью обеспечения максимальной огибающей ДН, т. е. в БПЛА, летающих в

различных направлениях от центрального пункта связи. Модель из 6 элементов обладает минимальными массогабаритными параметрами, а цилиндрическая система способна обеспечить максимальную дальность связи.



**Рис. 8. ДН антенной системы в угломестной плоскости**  
 Fig. 8. Antenna System Directional Pattern in the Elevation Plane

**ТАБЛИЦА 2. Результаты моделирования**

TABLE 2. Simulation Results

Модель	K_1	K_2	K_3	K_4	K_5
Кольцевая 8-элементная система	8	75,5	6,5	6,1	0,4
Кольцевая 6-элементная система	6	43,5	7,4	5,7	2,7
Цилиндрическая 6×2-элементная система	12	43,5	10,2	8,8	2,4

**Заключение**

В данной работе представлены варианты реализации переключаемой антенной системы кольцевого типа из 8 и 6 элементов, а также вариант цилиндрического типа из двух колец по 6 элементов. Использование 8 элементов достаточно для обеспечения круговой огибающей ДН с расхождением КНД минимум–максимум не более 0,5 дБ.

Вариант реализации из 6 элементов обладает большим расхождением КНД (до 2 дБ), однако та-

кая система все еще обеспечивает круговую ДН, а также обладает сниженными массогабаритными параметрами.

Также в работе рассматривается вариант цилиндрической переключаемой антенной системы с использованием нескольких кольцевых структур. Такое решение увеличивает КНД в направлении максимума за счет уменьшения ширины лепестка ДН, позволяет изменить угол наклона в угломестной плоскости, но конструкция в два раза больше и тяжелее кольцевой.

В дальнейшем развитии темы переключаемых малогабаритных и малоэлементных антенных систем предполагается развитие быстрых переключателей, подробный анализ влияния корпуса БПЛА и выбор места расположения таких антенных систем.

Отдельная оптимизация излучателя по критерию совпадения с требуемой шириной в азимутальной плоскости также приведет к повышению направленности всей системы.

**Список источников**

1. Федосеева Н.А., Загвоздкин М.В. Перспективные области применения беспилотных летательных аппаратов // Научный журнал. 2017. № 9(22). С. 26–29. EDN:ZSUMLX
2. Хабарина Д.С., Тишанинов И.А. Анализ применения беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) различного типа в сельском хозяйстве // Наука без границ. 2021. № 4(56). С. 78–83. EDN:JYHKLW
3. Антонов А.С., Антонов Ю.Г., Балландович С.В., Сугак М.И. Низкопрофильная антенна для БПЛА // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2013. № 6. С. 3–7. EDN:QCKUUL
4. Андрущенко М.С., Голик А.М., Сахнов С.А., Терешин С.Н. Антенные системы беспилотных летательных аппаратов // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2024. № 5. С. 230–236. DOI:10.24412/2071-6168-2024-5-230-231. EDN:GJODDY

5. Marques P., Martins M., Baptista A., Torres J.P.N. Communication Antenas for UAVs // *Journal of Engineering Science & Technology Review*. 2018. Vol. 11. Iss. 1. PP. 90–102. DOI:10.25103/jestr.111.11
6. Антонов Ю.Г., Балландович С.В., Костиков Г.А., Любина Л.М., Сугак М.И., Терентьева П.В. Линейка антенн для беспилотных летательных аппаратов // 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016, Севастополь, Российская Федерация, 04–10 сентября 2016 г.). Севастополь: Севастопольский государственный университет, 2016. С. 1086–1092. EDN:YOOYIZ
7. Межевов П.А., Коровин К.О., Ликонцев А.Н. Создание кольцевой антенной решетки на основе излучателей Вивальди для широкополосного канала связи с ретрансляцией // *Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника*. 2023. Т. 26. № 3. С. 58–66. DOI:10.32603/1993-8985-2023-26-3-58-66. EDN:VCWALX
8. Панченко Б.А., Нефёдов Е.И. Микрополосковые антенны. М.: Радио и Связь, 1986.
9. Бондарев А.Н., Киричек Р.В. Обзор беспилотных летательных аппаратов общего пользования и регулирования воздушного движения БПЛА в разных странах // *Информационные технологии и телекоммуникации*. 2016. Т. 4. № 4. С. 13–23. EDN:YLNEPH

## References

1. Fedoseeva N.A., Zagvozdin M.V. Promising application areas of unmanned aerial vehicles. *Nauchnyi Zhurnal*. 2017;9(22): 26–29. (in Russ.) EDN:ZSUMLX
2. Habarina D.S., Tishaninov I.A. Analysis of the use of various types of unmanned aerial vehicles (UAVs) in agriculture. *Nauka bez granic*. 2021;4(56):78–83. (in Russ.) EDN:JYHKLW
3. Antonov A.S., Antonov Y.G., Ballandovich S.V., Sugak M.I. Low-profile antenna intended for the installation on UAV. *Proceedings of Saint Petersburg Electrotechnical University*. 2013;6:3–7. (in Russ.) EDN:QCKUUL
4. Andryushchenko M.S., Golik A.M., Sahnov S.A., Tereshin S.N. Antenna systems for unmanned aerial vehicles. *Izvestiya Tula State University*. 2024;5:230–236. (in Russ.) DOI:10.24412/2071-6168-2024-5-230-231. EDN:GJODDY
5. Marques P., Martins M., Baptista A., Torres J.P.N. Communication Antenas for UAVs. *Journal of Engineering Science & Technology Review*. 2018;11(1):90–102. DOI:10.25103/jestr.111.11
6. Antonov Yu.G., Ballandovich S.V., Kostikov G.A., Lubina L.M., Sugak M.I., Terenteva P.V. Unmanned aerial vehicle antenna range. *Proceedings of the 26th International Crimean Conference on Microwave Engineering and Telecommunication Technologies, 4–10 September 2016, Sevastopol, Russian Federation*. Sevastopol: Sevastopol State University Publ.; 2016. p.1086–1092. (in Russ.) EDN:YOOYIZ
7. Mezhevov P.A., Korovin K.O., Likontsev A.N. Creation of a Vivaldi-Based Circular Antenna Array for Broadband Relay Channels. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2023;26(3):58–66. (in Russ.) DOI:10.32603/1993-8985-2023-26-3-58-66. EDN:VCWALX
8. Panchenko B.A., Nefedov E.I. *Microstrip antennas*. Moscow: Radio i Svyaz' Publ.; 1986. (in Russ.)
9. Bondarev A., Kirichek R. Overview of Unmanned Aerial Apparatus for General use and Regulation of Air UAV Movement in Different Countries. *Telecom IT*. 2016;4(4):13–23. (in Russ.) EDN:YLNEPH

Статья поступила в редакцию 24.06.2025; одобрена после рецензирования 20.07.2025; принята к публикации 26.08.2025.

The article was submitted 24.06.2025; approved after reviewing 20.07.2025; accepted for publication 26.08.2025.

## Информация об авторах:

**МЕЖЕВОВ**  
**Павел Александрович**

старший преподаватель кафедры радиотехники Санкт-Петербургского государственного университета им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  
 <https://orcid.org/0000-0001-9797-2575>

**КОРОВИН**  
**Константин Олегович**

кандидат физико-математических наук, заведующий кафедры радиотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  
 <https://orcid.org/0000-0001-7979-3725>

Авторы сообщают об отсутствии конфликтов интересов.

The authors declare no conflicts of interests.

Научная статья

УДК 621.396.24

<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-4-87-96>

EDN:OELOOW



## Обеспечение устойчивости системы радиосвязи в условиях радиоподавления

-  Сергей Васильевич Русин<sup>1</sup>, rusin\_sv@ntiradio.ru
-  Василий Алексеевич Долгих<sup>1</sup>, dolgikh\_va@ntiradio.ru
-  Василий Дмитриевич Пашкевич<sup>1</sup>, pashkevich\_vd@ntiradio.ru
-  Сергей Валентинович Волвенко<sup>2</sup>, volk@cee.spbstu.ru
-  Виктор Александрович Минко<sup>3</sup>, svetlana.minko@gmail.com
-  Руслан Абдрашитович Дасаев<sup>3</sup>, baikonur-space@rambler.ru

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

<sup>2</sup>Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,  
Санкт-Петербург, 195251, Российская Федерация

<sup>3</sup>4-й Центральный научно-исследовательский институт Минобороны России,  
Московская область, г. Королёв, 141091, Российская Федерация

### Аннотация

**Актуальность.** На современном этапе методы улучшения развед- и помехозащищенности систем радиосвязи КВ диапазона основаны на технологиях пакетной передачи информации в режиме адаптивной псевдослучайной перестройки рабочих частот, для поддержки которой должны быть организованы сервисные функции, такие как трассовое зондирование, передача радиостанциям рабочих частот и синхронизация радиостанций. Использование частотного ресурса систем радиосвязи в сервисных целях ограничивает возможности обмена оперативной информацией и увеличивает вероятность подавления. В статье представлено решение актуальной задачи обеспечения устойчивости систем радиосвязи за счет использования метеорных радиоканалов для частотного обеспечения радиостанций и их синхронизации, а также – сбора актуальных данных о помеховой обстановке на корреспондирующих радиостанциях.

**Целью работы** является повышение устойчивости функционирования систем радиосвязи за счет использования перспективной ионосферно-волновой и частотно-диспетчерской службы, оснащенной средствами метеорной радиосвязи.

**Используемые методы:** имитационное моделирование конфликта сложных систем – радиосвязи и радиоэлектронного подавления.

**Результат** заключается в достижении высокой помехозащищенности систем радиосвязи.

**Научная новизна** результата состоит в применении средств метеорной радиосвязи для частотного обеспечения и синхронизации радиостанций.

**Практическая значимость:** обеспечение непрерывности функционирования систем радиосвязи в условиях активного радиоподавления.

**Ключевые слова:** система радиосвязи, радиосеть, радиоэлектронная борьба, радиоэлектронное подавление, радиоразведка, короткие волны, ионосферно-волновая и частотно-диспетчерская служба, система метеорной радиосвязи

**Ссылка для цитирования:** Русин С.В., Долгих В.А., Пашкевич В.Д., Волвенко С.В., Минко В.А., Дасаев Р.А. Обеспечение устойчивости системы радиосвязи в условиях радиоподавления // Труды учебных заведений связи. 2025. Т. 11. № 4. С. 87–96. DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-4-87-96. EDN:OELOOW

Original research

<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-4-87-96>

EDN:OELOOW

# Ensuring the Stability of a Radio Communication System in Radio Jamming Conditions

-  **Sergey V. Rusin**<sup>1</sup>, rusin\_sv@ntiradio.ru  
 **Vasily A. Dolgikh**<sup>1</sup>, dolgikh\_va@ntiradio.ru  
 **Vasily D. Pashkevich**<sup>✉1</sup>, pashkevich\_vd@ntiradio.ru  
 **Sergey V. Volvenko**<sup>2</sup>, volk@cee.spbstu.ru  
 **Victor A. Minko**<sup>3</sup>, svetlana.minko@gmail.com  
 **Ruslan A. Dasaev**<sup>3</sup>, baikonur-space@rambler.ru

<sup>1</sup>Scientific and Technical Institute «Radio Communication»,  
St. Petersburg, 198097, Russian Federation

<sup>2</sup>Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University,  
St. Petersburg, 195251, Russian Federation

<sup>3</sup>4th Central Research Institute of the Ministry of Defense of Russia,  
Moscow Region, Korolev, 141091, Russian Federation

## Annotation

**Relevance.** At the current stage, methods for improving the reconnaissance and interference immunity of HF radio communication systems are based on packet data transmission technologies in the adaptive pseudorandom frequency hopping mode. To support frequency hopping, service functions should be organized, such as route probing, transmission of operating frequencies to radio stations, and synchronization of radio stations, which usually use the frequency hopping range. Using the frequency resource of the radio communication systems for service purposes limits the possibility of exchanging operational information and increases the probability of suppression. The article presents a solution to the urgent problem of ensuring the stability of the radio communication systems through the use of meteor radio channels for frequency provision of radio stations and their synchronization and collecting current data on the interference situation at corresponding radio stations.

**The purpose** of the work is to increase the stability of the radio communication systems operation through the use of a promising ionospheric-wave and frequency dispatch service equipped with meteor radio communication tools. The methods used: imitation modeling of the conflict of complex systems: radio communication systems and electronic warfare systems.

**The result** consists in achieving high noise immunity of the radio communication systems.

**The novelty** consists in the use of meteor radio communication facilities for frequency provision and synchronization of radio stations.

**Practical significance** is ensuring the continuity of the radio communication systems operation under conditions of active radio suppression.

**Keywords:** radio communication system, radio network, electronic warfare, electronic suppression, radio intelligence, short waves, ionospheric-wave and frequency-dispatch service, meteor radio communication system

**For citation:** Rusin S.V., Dolgikh V.A., Pashkevich V.D., Volvenko S.V., Minko V.A., Dasaev R.A. Ensuring the Stability of a Radio Communication System in Radio Suppression Conditions. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2025;11(4):87–96. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-4-87-96. EDN:OELOOW

## Введение

Эффективным средством снижения энергетической и временной доступности систем радиосвязи (СРС) является метод пакетной передачи информа-

ции в режиме адаптивной псевдослучайной перестройки рабочих частот (ППРЧ). Ввиду ограниченности группы рабочих частот (ГРЧ), используемой для ППРЧ, частоты могут быть разведаны и подав-

лены помехами в виде сетки узкополосных колебаний. В режиме адаптивной ППРЧ частоты, пораженные на данный момент помехами, исключаются из ГРЧ для передачи на очередном шаге [1]. ГРЧ используется не только для обмена оперативной информацией, но и в интересах ионосферно-волновой и частотно-диспетчерской службы (ИВЧДС) – для трассового зондирования и передачи обновлений ГРЧ, кроме того, последняя может использоваться для синхронизации радиостанций [2, 3]. Это увеличивает вероятность вскрытия и радиоподавления ГРЧ.

Для иллюстрации использования разрешенных частот рассмотрим процедуру подготовки ГРЧ программно-аппаратным комплексом помехозащитной КВ радиосвязи (ПАК КРС). Перед началом радиосеанса ПАК КРС осуществляет трассовое зондирование путем излучения зондирующего сигнала последовательно на каждой разрешенной частоте, начиная с нижней и заканчивая верхней разрешенной частотой, со скоростью переключения не более  $0,2 \text{ мс}^{-1}$ . Осуществляется т. н. псевдо-ЛЧМ-зондирование. По ионограмме (рисунок 1) назначается ГРЧ из частот с наибольшим отношением сигнал / (шум + помеха) на главной станции. В данном примере это диапазон 18500...20500 кГц. Все разрешенные частоты, выделенные для радиолинии, использованы для зондирования.

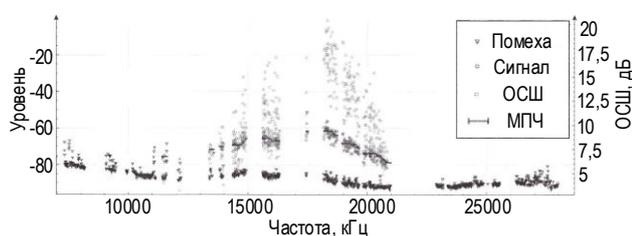


Рис. 1. Ионограмма трассового зондирования на частотах, выделенных для радиолинии

Fig. 1. Ionogram of the Route Sounding at Frequencies Allocated for the Radio Line

Очевидны следующие недостатки трассового зондирования на рабочих частотах:

1) на этапе зондирования могут быть вскрыты факты трассового зондирования, корреспондирующие радиоцентры и все разрешенные частоты;

2) ионограмма не отображает лучевую структуру сигнала, которая является важнейшей характеристикой распространения радиоволн (РРВ); на радиолиниях с цифровой модуляцией сигнала (т. н. «дискретных радиолиниях») одной из главных причин возникновения ошибок в радиоканале является интерференция «обыкновенной» и «необыкновенной» волн [4], поэтому целесообразно назначать ГРЧ в поддиапазоне частот, на которых имеет место только «обыкновенная» волна; определить этот поддиапазон можно на полноценной ЛЧМ-ионограмме или расчетным способом на модели ионосферы.

Для сокрытия разрешенных частот целесообразно использовать полноценный ЛЧМ-ионзонд, излучение которого не фиксируется на разрешенных частотах, а плавно перестраивается по всему КВ диапазону. А для сокрытия факта зондирования лучше использовать пассивное зондирование, например, метод «просвечивания» ионосферы сигналами спутников ГНСС с последующим расчетом условий РРВ на модели ионосферы.

В настоящей статье предложена перспективная ИВЧДС в которой реализованы развед- и помехозащитные технологии поддержки радиолиний с ППРЧ, а именно:

- пассивное зондирование ионосферы;
- расчет условий РРВ и лучевой структуры сигнала на модели ионосферы;
- измерение на периферийных станциях параметров помеховой обстановки: математического ожидания (МО) и среднеквадратического отклонения (СКО) уровня помех, и передача этих параметров на центральный пост ИВЧДС по каналам метеорной радиосвязи;
- расчет качества связи на радиолиниях на ближайшую перспективу с учетом помеховой обстановки;
- формирование ГРЧ из частот с наилучшими прогнозными показателями качества связи;
- передача радиостанциям обновленной ГРЧ по каналам метеорной радиосвязи.

Технологии мониторинга и прогнозирования сигнально-помеховой обстановки хорошо известны и имеются в распоряжении АО «НТИ «Радиосвязь», а метеорная радиосвязь является новым инструментом ИВЧДС. Она обеспечит обмен служебной информацией, не используя частотный ресурс КВ диапазона.

Практическое использование средств метеорной радиосвязи (СМРС) продолжается с начала 1950-х гг. На метеорных радиолиниях с передатчиками умеренной мощности доступно достаточное количество метеорных следов для поддержания теле-тайпной связи на умеренных скоростях и «...хотя один наблюдатель может видеть всего два-три видимых следа в час, за тот же период можно обнаружить с помощью чувствительной радиоаппаратуры сотни следов» [5]. Наибольший практический интерес представляет использование СМРС в системе ИВЧДС, требующей передачи небольших объемов информации с высокой имитостойкостью, скрытностью и стойкостью к радиоподавлению.

Чем меньше объем передаваемой информации и меньше скорость передачи, тем раньше и с меньшими ошибками она будет доставлена получателю по метеорному радиоканалу. Испытания тестовой метеорной радиолинии протяженностью 655 км Лехтуси (Ленинградская область) – Москва с пере-

датчиками мощностью 250 Вт, проведенные исследовательской группой СПбПУ в ноябре 2022 г., показали, что при уменьшении скорости передачи всего на 20 %, со 125 до 100 кбит/с, изменились параметры метеорной радиосвязи в следующей пропорции:

- количество метеорных каналов увеличилось в 2,4 раза;
- ожидание канала сократилось в 2 раза;
- длительность существования канала увеличилась в 2 раза;
- объем переданной информации за сеанс связи на одном метеорном следе уменьшился в 6 раз и составил 2,0 кбит, но этого вполне достаточно для поддержания базы данных ИВЧДС в актуальном состоянии.

На основе имеющегося опыта авторами исследована возможность применения метеорных радиодиаграмм в перспективной ИВЧДС для передачи данных о помеховой обстановке, обновления частот ГРЧ и синхронизации радиостанций.

Преимущество, которое получит СРС, можно проиллюстрировать на имитационной модели в динамике противоборства двух сложных систем – СРС и системы радиоэлектронного подавления (РЭП), стремящихся изменить собственное состояние или состояние противной стороны для достижения цели своего функционирования. Цель функционирования СРС – сохранение максимальной связности, а цель системы РЭП – минимизация связности СРС. На основе подхода, описанного в работах [6, 7], авторами разработана имитационная Simulink-модель (S-модель) в которой процесс противоборства представлен как эволюция конфликтной «сверхсистемы СРС-РЭП» [8].

В соответствии с теорией многоуровневых иерархических систем [8, 9], каждая из конфликтующих сторон представлена в виде двух взаимосвязанных инерционных подсистем (рисунок 2): в СРС – это подсистемы «радиосеть» (Р/С) и «ИВЧДС», а в системе РЭП – подсистемы «радиоподавления» (РП) и «радиоразведки» (РР). СМРС в составе ИВЧДС обозначены штриховым контуром как перспективное средство доставки частот и синхронизации радиостанций. Первые подсистемы реализуют основную функционал каждой системы, а вторые – формируют условия его реализации. Конфликтные направления обозначены стрелками. Взаимосвязь «вверх» означает, что конфликт нижнего уровня определяет условия протекания конфликта верхнего уровня. Взаимосвязь «вниз» означает, что состояние конфликта верхнего уровня определяет требования к функционированию подсистемы нижнего уровня. Внутрисистемные конфликты (тонкие сплошные двунаправленные стрелки слева и справа) обусловлены: в СРС – начальной потребностью и крутизной потребности подсистемы

Р/С в частотах и задержкой подсистемы ИВЧДС в предоставлении пригодных частот. В системе РЭП – начальным количеством неподавленных (пригодных) частот, начальным значением выхода частот из строя и точностью, и задержкой целеуказания подсистемой РР на подавление.

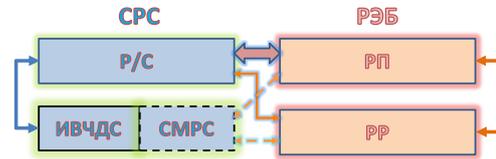


Рис. 2. Структурная модель конфликта

Fig. 2. Structural Model of Conflict

Межсистемный конфликт (широкая двунаправленная стрелка на рисунке 2) обусловлен, с одной стороны, связностью СРС и реакцией системы РЭП, с другой. Конфликтные направления между подсистемами разных систем (тонкая сплошная двунаправленная стрелка между Р/С и РР) обусловлены соотношением времени излучения радиостанций и времени анализа излучений подсистемой РР для определения их местоположения, выбора оптимальной помехи для их подавления.

Штриховыми стрелками обозначены возможные конфликтные направления от подсистем РР и РП к СМРС, что в целом снизит развед- и помехозащищенность СРС в целом. Полагая, что линии метеорной связи обладают высокой развед- и помехозащищенностью по естественным причинам [5], в настоящей статье эти конфликтные направления не рассматриваются. В последующих статьях по данной теме авторы предоставят сравнительные оценки развед- и помехозащищенности СРС в целом при отсутствии и наличии в ее составе СМРС.

Наличие межсистемного конфликта СРС и системы РЭП позволяет рассматривать процесс конфликта в виде единой конфликтной «сверхсистемы СРС-РЭП», обладающей самостоятельными свойствами, не присущими ни одной из конфликтующих систем [8].

### Описание имитационной модели конфликтной «сверхсистемы СРС-РЭП»

Имитационная Simulink-модель конфликтной «сверхсистемы СРС-РЭП» выполнена в виде блок-схемы и представляет собой динамическую дискретно-детерминированную модель, в которую могут быть добавлены случайные составляющие входных переменных, делая ее стохастической [10–12].

Количественный прогноз и анализ устойчивости СРС можно получить в процессе имитационного моделирования конфликтной «сверхсистемы» при различных параметрах входящих в нее подсистем:

- связности и потребности Р/С в частотах;

- задержки ИВЧДС в предоставлении частот;
- задержки подсистемы РР в целеуказании;
- производительности подсистемы РЭП в подавлении Р/С.

Подсистема Р/С имитирует работу 5 радиостанций в режиме коммутации пакетов с ППРЧ на ГРЧ из 20-ти частот коллективного пользования ( $N = 20$ ). Связность сети равна количеству пригодных частот в ГРЧ, которые позволяют организовать 20 радионаправлений или 10 двунаправленных (дуплексных) информационных цепей [8]. При наличии доступности радиостанции могут соединяться в произвольном порядке. Все радионаправления имеют одинаковую важность и одинаковую вероятность подавления системой РЭП. Согласно терминологии, принятой в теории игр, СРС и система РЭП действуют в «чистых стратегиях», однозначно определяющих их действия в достижении целей.

Подсистема РП имитирует постановку помех пространственными волнами с отражением от ионосферы излучаемых стационарными станциями помех с энергопотенциалом 500 кВт – 10 МВт. В зависимости от рабочей частоты, времени года и суток, уровни преднамеренных помех могут находиться в пределах от 30 до 75 дБ мкВ/м. Ресурсы подсистемы РП достаточны для подавления ГРЧ в целом. Время реакции подсистемы РП определяется временем перестройки передатчиков помех на новую частоту и составляет от 15 с до 3–5 мин. Время реакции подсистемы РР на вскрытие и целеуказание много меньше, поэтому время реакции системы РЭП принято равным времени реакции подсистемы РП. Действие непреднамеренных помех может быть задано датчиком случайных чисел, распределенных по логарифмически-нормальному закону [13]. В целом действие системы РЭП и непреднамеренных помех определяет «время жизни» ( $t$ ) рабочей частоты в ГРЧ.

Действие мобильных и авиационных комплексов РЭП не учитывается, потому что тактика их применения предполагает действие вблизи объектов подавления и постановку помех земной волной с уровнем от 10 до 33 дБ мкВ/м. Время их реакции составляет единицы миллисекунд. В этом случае режим ППРЧ не эффективен для помехозащиты, а эффективна автоматическая компенсация помех на основе антенн с управляемыми диаграммами направленности и уровнем подавления от 20 до 35 дБ. Тогда помехи, поставленные мобильными или авиационными комплексами РЭП, будут скомпенсированы до уровня шумов приемника и практически не окажут влияния на работу СРС. По этой причине рассматривается только один вариант постановки помех – стационарными станциями помех пространственной волной с отражением от ионосферы.

Радиостанции выявляют частоты, пораженные помехами, и исключают их из числа разрешенных путем передачи команд по КВ радиоканалам на частотах действующей ГРЧ [1]. Поток «выбытия» частот по причине воздействия преднамеренных и непреднамеренных помех формирует реальное количество рабочих частот, находящихся в распоряжении Р/С, а также начальное количество вышедших из строя частот ( $n$ ), начальную потребность в частотах ( $M$ ) и крутизну ( $v$ ) текущей потребности в частотах.

Потребности в частотах удовлетворяет ИВЧДС в полном объеме, но с задержкой ( $T$ ). В СРС с традиционной ИВЧДС, если на момент установления связи частоты актуализированы трассовым зондированием, то задержка вхождения в связь  $T$  может составлять 1–2 с. Если информация о состоянии ионосферы отсутствует, то зондирование осуществляется непосредственно перед установлением связи, и общее время вхождения в связь может достигать нескольких минут (в зависимости от требуемой точности оценки состояния канала связи). Информация о помеховой обстановке на корреспондирующих станциях остается неизвестной, поэтому участки спектра с минимальным на данный момент уровнем помех могут быть использованы только случайно.

В СРС с перспективной ИВЧДС (оснащенной СМРС) мониторинг помеховой обстановки на периферийных станциях проводится непрерывно, с вычислением МО и СКО помех за время ожидания метеорного канала. Параметры помеховой обстановки (МО и СКО) передаются на центральный пост ИВЧДС по каналам метеорной радиосвязи (рисунок 3).

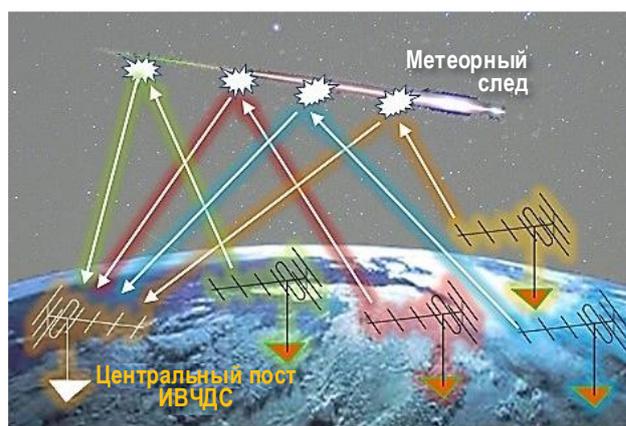


Рис. 3. Передача данных по метеорным радиоканалам

Fig. 3. Data Transmission via Meteor Radio Channels

Условия распространения радиоволн определяются расчетным методом по результатам просвечивания ионосферы сигналами спутников ГНСС [13–15], т. е. без трассового зондирования. Исполь-

зую параметры РРВ и помеховой обстановки, однозначно определяют качество связи на текущий момент и ближайшую перспективу: вероятность ошибки ( $p_{\text{ош}}$ ), вероятность обслуживания (ВО) и время действия (ВД) [16–18]. В обновленную ГРЧ включаются частоты с наилучшими прогнозными показателями качества связи. Рассылка обновленной ГРЧ осуществляется от центрального поста ИВЧДС на периферийные посты в автоматическом режиме по каналам метеорной радиосвязи в моменты появления метеорного радиоканала (см. рисунок 3). Поток поступающих в модель метеорных каналов задан генератором случайных чисел с распределением Пуассона.

Применение СМРС не ограничивается частотным обеспечением. По метеорным радиоканалам может осуществляться синхронизация радиостанций с наносекундной точностью для обеспечения режима ППРЧ [19–21]. Такой вариант синхронизации может рассматриваться как основной и как резервный.

Имеющиеся образцы систем синхронизации, разработанные в СПбПУ и АО «Обуховский завод», прошли лабораторные испытания на имитаторе метеорного радиоканала и обеспечивают точность синхронизации не ниже 10 нс. Испытания на тестовой радиолинии были запланированы на первую половину текущего года.

Характеристики метеорной радиосвязи достаточно полно описаны в трудах [22–25]. Антенны средств метеорной радиосвязи ориентируют в плоскости большого круга так, чтобы главные лепестки диаграмм направленности пересекались примерно на высоте 110 км, образуя т. н. «пятно засветки ионосферы» – область пространства на пересечении главных лепестков диаграмм направленности антенн.

Благоприятными условиями для метеорной радиосвязи являются трассы протяженностью 700–1400 км в утренние часы (0÷6 ч по местному времени) в летне-осенний период. Неблагоприятными – короткие трассы меньше 500 км, или протяженные – более 1400 км радиотрассы, в вечерние часы в зимне-весенний период.

В соответствии с существующей классификацией метеоры характеризуются звездной величиной, а метеорные следы (МСл) – электронной концентрацией. Метеоры 1...5 звездных величин оставляют «переуплотненные» МСл (МСлП) с электронной концентрацией  $N > 10^{14}$ , обеспечивающие среднечасовую скорость до 2–3 кбит/с. Метеоры 6...10 звездных величин оставляют «неуплотненные» МСл (МСлН) с электронной концентрацией  $N < 10^{14}$ , обеспечивающие среднечасовую скорость до 30–40 бит/с [22].

Количество МСл, попадающих в «пятно засветки», зависит от интенсивности метеорных потоков и размера «пятна засветки». При использовании 3–5-элементных антенн «Уда-Яги» в суммарно благоприятных условиях среднее количество метеоров 1–5 звездных величин, попадающих в «пятно засветки», составляет  $K \approx 40$  в час, т. е. за 10-минутный интервал появляется 6–7 переуплотненных следов.

В суммарно неблагоприятных условиях в течение часа могут наблюдаться только метеоры 6–10 звездных величин (от следов которых еще происходит фиксируемое отражение радиоволн). Среднее количество таких метеоров составляет  $K \approx 10500$  в час, т. е. за 10-минутный интервал появляется ~1750 неуплотненных следов.

Анализ имеющихся данных позволяет установить, что пропускная способность каналов метеорной радиосвязи даже в суммарно неблагоприятных условиях достаточна для обмена информацией в подсистеме ИВЧДС в 10-минутные интервалы.

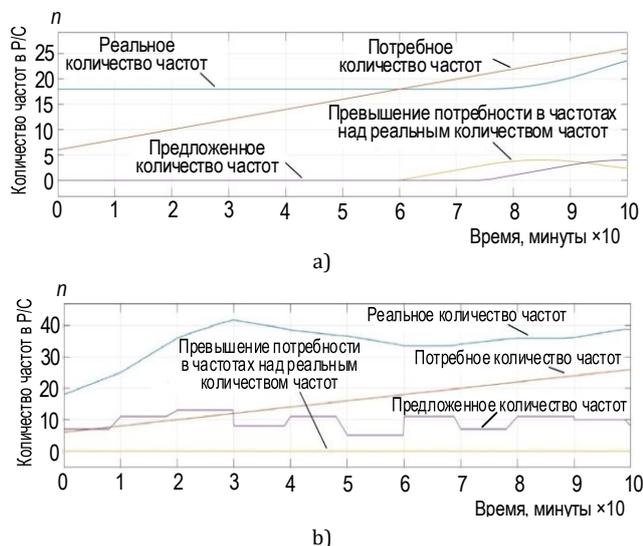
От периферийных постов ИВЧДС необходимо передать в центральный пост величины МО и СКО помех ( $МО_{\text{п}}$  и  $СКО_{\text{п}}$ ) на 50 частотах, измеренные за время ожидания метеорного радиоканала. Объем измерений на одной частоте составляет 10 бит, например,  $МО_{\text{п}} = 32$  дБ (6 бит) и  $СКО_{\text{п}} = 12$  дБ (4 бита), а на 50 частотах объем измерений составит 500 бит.

От центрального поста ИВЧДС на периферийные посты необходимо передать список ГРЧ из 20-ти частот, представляющий собой перечень порядковых номеров частот из списка с разрешенных частот с трехзначной нумерацией. Для передачи списка из 20 номеров частот обновленной ГРЧ требуется 200 бит.

Для обмена сообщениями по метеорному каналу используется алгоритм «с обратной связью» и постоянной скоростью передачи. Различные варианты протоколов по реализации алгоритмов «с обратной связью», в том числе для дуплексного и сетевого обмена, достаточно полно изложены в литературе [26–30]. Как показало моделирование систем метеорной связи «с обратной связью», при использовании передатчиков мощностью  $P_{\text{прд}} \approx 1$  кВт и 3–5-элементных антенн «Уда-Яги» с суммарным коэффициентом усиления  $G_{\text{Апрд}} + G_{\text{Апрм}} \approx 15$  дБ, за время существования «неуплотненного» метеорного следа в суммарно неблагоприятных условиях, возможна передача до одного килобита информации при средней вероятности ошибки на бит в блоке сообщения  $p_{\text{ош}} \approx 10^{-2}$  [22]. Результаты моделирования показали, что время передачи данных между центральным и периферийными постами ИВЧДС составит не более 10 мин. Количество реально обновленных в

ГРЧ частот является случайной величиной с математическим ожиданием  $MO_f$ .

Характерная эволюция СРС с традиционной и перспективной ИВЧДС в конфликтной «сверхсистеме СРС-РЭП» представлена на рисунке 4.



**Рис. 4. Результаты моделирования СРС: а) с традиционной ИВЧДС (без СМРС); б) с перспективной ИВЧДС (оснащенной СМРС) и возможностью обновления частот по каналам метеорной радиосвязи**

*Fig. 4. Results of Modeling the RCS: a) with the Traditional IWFDS (without SMRS); b) with the Promising IWFDS (equipped with SMRS) and the Ability to Update Frequencies via Meteor Radio Communication Channels*

Параметры условий функционирования конфликтной «сверхсистемы» следующие:

- крутизна потребности СРС в частотах,  $\nu = 0,2$  мин<sup>-1</sup>;
- начальная потребность СРС в частотах,  $M = 6$ ;
- задержка в предоставлении частот,  $T = 1,5$  мин.;
- количество пригодных частот в ГРЧ, предоставленных для Р/С,  $N = 20$ ;
- срок жизни частот  $t = 5$  мин.;
- начальное значение выхода из строя частот,  $m = 2$ ;
- поток неуплотненных МСл с распределением Пуассона с  $\lambda = 10$ ;
- $MO$  частот, обновленных в 10-минутные интервалы по каналам метеорной радиосвязи,  $MO_f = 10$  частот.

В СРС с традиционной ИВЧДС (рисунок 4а) характерным событием является подавление всех рабочих частот в результате активного противодействия со стороны системы РЭП. При заданных исходных данных уже после 60-ти мин. количество предоставляемых традиционной ИВЧДС пригодных частот меньше потребностей Р/С в частотах.

В СРС с перспективной ИВЧДС, оснащенной СМРС (рисунок 4б), количество пригодных частот в полной мере удовлетворяет потребности в них и

наблюдается стабильное превышение реального количества частот, имеющихся в распоряжении Р/С над потребным количеством частот. Это объясняется наличием метеорных радиоканалов, по которым происходит бесперебойное частотное обеспечение радиостанций независимо от активности и мощности средств радиоразведки и радиоподавления.

Перспективная ИВЧДС не только формирует ГРЧ с учетом условий РРВ и помеховой обстановки, но также способна обеспечить синхронизацию радиостанций с наносекундной точностью.

Если использовать метеорную радиосвязь в подсистеме ИВЧДС только в качестве средства обмена короткими сообщениями (SMS-сервиса) – для сбора данных о помеховой обстановке и рассылки обновлений ГРЧ объемом 0,5 кбит каждые 10 минут, то для этой цели требуется незначительный ресурс СМРС [5]. Тогда, например, можно использовать СМР с более «скромными» характеристиками – антенны меньших габаритов, с меньшим коэффициентом усиления или передатчики меньшей мощности. Периодичность обновления ГРЧ может динамически изменяться в зависимости от складывающейся помехоустойчивости. Как показывает опыт в результате воздействия РЭП, помехоустойчивость может устанавливаться на разумном уровне, при котором СРС «соглашается» с текущей связностью и поддерживает трафик на условиях, которые диктует система РЭП. Решение на отвлечение (или ограничение) ресурсов СМРС может быть принято на этапе оперативного управления, когда становится возможным наблюдение за конкретными действиями противника, а на этапе планирования развертывания СРС для этого требуется учет конкретного механизма распространения радиоволн, знание конкретных позиций, технических характеристик и алгоритмов работы средств РЭП.

### Выводы и заключение

В перспективной подсистеме ИВЧДС на метеорные каналы перенесены сервисные функции поддержки радиосети, такие как передача на центральный пост ИВЧДС информации о помеховой обстановке, передача на радиостанции обновленной ГРЧ и синхронизация радиостанций.

Таким образом, наличие метеорных радиоканалов позволяет реализовать частотное обеспечение на технологиях, не требующих частотного ресурса КВ диапазона:

- трассовое зондирование заменено на пассивное зондирование и расчет условий РРВ на модели ионосферы;
- расчет качества связи на ближайшую перспективу осуществляется с учетом условий РРВ и помеховой обстановки;

– ГРЧ формируется из частот с наилучшими прогнозными показателями качества связи.

Внедрение перспективной подсистемы ИВЧДС увеличит частотный ресурс СРС и позволит обновлять ГРЧ до окончания «срока жизни» частот, что, в свою очередь, уменьшит временную доступность средств РЭП к радиостанциям СРС. Это обеспечивает бесперебойное функционирование СРС в условиях активного радиоподавления.

Имеющийся в АО «НТИ «Радиосвязь» теоретический и практический задел в области радиосвязи и SDR-технологий позволяют реализовать программно-аппаратный комплекс ИВЧДС нового поколения, в котором частотное обеспечение осуществляется в автоматическом режиме в соответствии со складывающейся сигнально-помеховой обстановкой, обмен служебной информацией и синхронизация радиостанций осуществляются по метеорным радиоканалам.

#### Список источников

1. Панин Р.С., Путилин А.Н., Хвостунов Ю.С. Использование частотного ресурса системой декаметрового диапазона в режиме псевдослучайной перестройки рабочей частоты // Техника средств связи. 2020. № 3(151). С. 2–14. EDN:JOZDQI
2. Панин Р.С. Решение задачи выбора параметров множественного доступа к анизотропным радиоканалам декаметрового диапазона // I-methods. 2022. Т. 14. № 4. С. 6. EDN:UOJZRХ
3. Хвостунов Ю.С. Реализации сетевой синхронизации в автоматизированной сети радиосвязи декаметрового диапазона // Техника средств связи. 2020. № 2(150). С. 63–70. EDN:XZETEM
4. Головин О.В. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи. М.: Горячая линия – Телеком, 2006. 598 с. EDN:QMPNFX
5. Forsyth P.A., Vogan E.L., Hansen D.R., Hines C.D. The Principles of JANET-A Meteor-Burst Communication System // Proceedings of the IRE. 1957. Vol. 45. Iss. 12. PP. 1642–1657. DOI:10.1109/JRPROC.1957.278296
6. Козирацкий А.Ю., Паринов М.Л. Вероятностная модель конфликта сложных систем // Материалы VI международной научно-методической конференции «Информатика: проблемы, методология, технологии». Воронеж: ВГУ, 2006. С. 315–319.
7. Сирота А.А. Компьютерное моделирование и оценка эффективности сложных систем. М.: Техносфера, 2006. 279 с.
8. Боговик А.В., Игнатов В.В. Эффективность систем военной связи и методы ее оценки. СПб.: ВАС, 2006.
9. Козирацкий Ю.Л., Козирацкий А.Ю., Гревцев А.И., Паринов М.Л., Куцев С.С. Компьютерное моделирование конфликта сложных систем // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Системный анализ и информационные технологии. 2008. № 2. С. 13–17. EDN:KHNZDB
10. Саати Т.Л. Математические модели конфликтных ситуаций. Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1977. 170 с.
11. Козирацкий Ю.Л., Подлужный В.И., Паринов М.Л. Методический подход к построению вероятностной модели конфликта сложных систем // Вестник ВПРЭ. 2005. № 3. С. 4–16.
12. Капралов Д.Д., Кирик Д.И. Стохастическая модель метеорного радиоканала // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 3. С. 54–64. DOI:10.31854/1813-324X-2018-4-3-54-64. EDN:YAVGWD
13. Комарович В.Ф., Сосунов В.Н. Случайные радиопомехи и надежность КВ связи. М.: Связь, 1977. 136 с.
14. Филонин О.В., Белоконов И.В. Исследование возможностей пространственной реконструкции параметров электронной компоненты ионосферы с использованием навигационных спутников // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. 2014. Т. 16. № 4. С. 47–53. EDN:SZGQSV
15. Смирнов В.М., Смирнова Е.В. Модуль ионосферного обеспечения на базе систем GPS/ГЛОНАСС // Журнал радиоэлектроники. 2010. № 6. С. 5. EDN:MSPQPD
16. Анишин М.М., Радио Л.П. Программный комплекс для прогнозирования характеристик КВ-радиолиний «Трасса-2019» (часть 2) // Техника радиосвязи. 2020. № 1(44). С. 40–51. DOI:10.33286/2075-8693-2020-44-40-51. EDN:ENZHXO
17. Мясковский Г.М. Системы производственной радиосвязи. М.: Связь, 1980. 216 с.
18. Рекомендация МСЭ-R P.533-14 (08/2019). Метод для прогнозирования рабочих характеристик ВЧ-линий. Серия Р. Распространение радиоволн.
19. Latorre V.R. Utilization of the Phase Stability of Meteor Trails for Accurate Synchronization // Proceedings of the International Conference Res. IEEE, 1965. Pt. 2. PP. 121–129.
20. Epictetov L.A., Menakreev R.R., Sidorov V.V. Application of Meteor Burst Equipment for High Precision Comparisons of Time and Frequency Standards // Proceedings of the 7th European Frequency and Time Forum (EFTF, 16–18 March 1993, Neuchatel, Switzerland). Swiss Foundation for Research in Microtechnology, 1993. PP. 413–416.
21. Карпов А.В., Сулимов А.И., Шерстюков О.Н. Актуальные научные и прикладные проблемы метеорного распространения радиоволн // Труды конференции «Распространение радиоволн», 1-6 июля 2019, Казань, Российская Федерация. Казань: Казанский (Приволжский) федеральный университет, 2019. Т. 1. С. 20–28. EDN:GQBCDR
22. Мирошников В.И., Будко П.А., Жуков Г.А. Основные направления развития метеорной связи // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2019. Т. 11. № 4. С. 30–47. DOI:10.24411/2409-5419-2018-10277. EDN:PADANA
23. Crook A.G., Sytsma D. Meteor burst telemetry in hydrologic data acquisition // Proceedings of the Vancouver Workshop on Remote Data Transmission (9–22 August 1987). LAHS Publ., 1989. Vol. 178. PP. 9–17.
24. Асири Т., Карпов А.В., Кодиров А.И., Латипов Д., Попов В.И., Рубцов Л.Н. и др. Боковое распространение радиоволн на коротких метеорных радиотрассах // Известия вузов. Радиофизика. 1989. Т. 32. № 7. С. 912–913.

25. Захаров В.Н., Кривицкий Б.Х., Мамаев Н.С., Мановцев А.П., Матов В.И., Николаев О.А. и др. Справочник по радиоэлектронным системам. Т. 1. М.: Энергия, 1979. 352 с.
26. Miller S.L., Milstein L.B. A Comparison of protocols for a meteor-burst channel based on a time-varying channel model // IEEE Transactions on Communications. 1989. Vol. 37. Iss. 1. PP. 18–30. DOI:10.1109/26.21649
27. Волвенко С.В., Макаров С.Б., Завьялов С.В., Хачаянц М.Б. Выбор пороговых отношений сигнал/шум при приеме сигналов в метеорном канале связи с использованием полудуплексного протокола с повторной передачей по запросу // Радиотехника. 2016. № 12. С. 83–93. EDN:XRLFGH
28. Иванченко Ю.С., Орлова Л.Г. Способ увеличения скорости передачи данных в пакетной сети метеорной связи. Патент на изобретение RU 2461125 от 28.06.2010. Опубл. 10.09.2012. Бюл. № 25. EDN:QXZBNT
29. Smith D.K., Donich T.G., Dickerson B.V., Leader R.E. Meteor scatter burst communication system. Patent US, no. 4277845, 20.02.1981.
30. Mui S.Y. A comparison of fixed and variable-rate signaling for meteor burst communications // IEEE Transactions on Communications. 1994. Vol. 42. Iss. 234. PP. 211–215. DOI:10.1109/TCOMM.1994.577010

## References

1. Panin R.S., Putilin A.N., Khvostunov Yu.S. Use of frequency resource by decimeter communication system in pseudo-random frequency tuning mode. *Means of Communication Equipment*. 2020;3(151):2–14. (in Russ.) EDN:JOZDQI
2. Panin R.S. Solution of the problem of selecting parameters of multiple access to anisotropic radio channels of decimeter range. *I-methods*. 2022;14(4):6. (in Russ.) EDN:UOJZRX
3. Khvostunov Yu.S. Implementation of network synchronization in an automated radio communication network of decimeter range. *Means of Communication Equipment*. 2020;2(150):63–70. (in Russ.) EDN:XZETEM
4. Golovin O.V. *Systems and Devices of Short-Wave Radio Communication*. Moscow: Goryachaya Liniya – Telecom Publ.; 2006. 598 p. (in Russ.) EDN:QMPNFX
5. Forsyth P.A., Vogan E.L., Hansen D.R., Hines C.D. The Principles of JANET-A Meteor-Burst Communication System. *Proceedings of the IRE*. 1957;45(12):1642–1657. DOI:10.1109/JRPROC.1957.278296
6. Koziratsky A.Yu., Parinov M.L. Probabilistic model of conflict of complex systems. *Proceedings of the VI International Scientific and Methodological Conference on Computer Science: Problems, Methodology, Technologies*. Voronezh: Voronezh State University Publ.; 2006. p.315–319. (in Russ.)
7. Sirota A.A. *Computer Modeling and Evaluation of the Effectiveness of Complex Systems*. Moscow: Tekhnosfera Publ.; 2006. 279 p. (in Russ.)
8. Bogovik A.V., Ignatov V.V. *The Effectiveness of Military Communication Systems and Methods for Its Evaluation*. St. Petersburg: Military Signal Academy Publ.; 2006. (in Russ.)
9. Koziratsky Yu.L., Koziratsky A.Yu., Grevtsev A.I., Parinov M.L., Kushev S.S. Computer modeling of conflict in complex systems. *Proceedings of Voronezh State University. Series: Systems Analysis and Information Technologies*. 2008;2:13–17. (in Russ.) EDN:KHNZDB
10. Saati T.L. *Mathematical models of arms control and disarmament: Application of mathematical structures in politics (Operations Research Society of America. Publications in operations research)*. Wiley, 1968.
11. Koziratskiy Ju.L., Podluzhnyi V.I., Parinov M.L. Methodical Approach to Constructing Probabilistic Models of Complex Conflict Systems. *Vestnik of Military Institute of Radioelectronics*. 2005;3:4–16. (in Russ.)
12. Kapralov D.D., Kirik D.I. Stochastic Model of Meteor-Burst Radio Channel. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2018;4(3):54–64. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2018-4-3-54-64. EDN:YAVGWD
13. Komarov V.F., Sosunov V.N. *Random Radio Interference and Reliability of HF Communications*. Moscow: Svyaz Publ.; 1977. 136 p. (in Russ.)
14. Philonin O.V., Belokonov I.V. Space Research Opportunities for Reconstruction of Electronic Components Ionosphere by Means of Utilizations of Navigation Satellites. *Izvestia of Samara Scientific Center of the Russian Academy of Sciences*. 2014;16(4):47–53. (in Russ.) EDN:SZGQSV
15. Smirnov V.M., Smirnova E.V. Ionospheric support module based on GPS/GLONASS systems. *Journal of Radio Electronics*. 2010;6:5. (in Russ.) EDN:MSPQPD
16. Anishin M.M., Radio L.P. Software Package for Forecast Characteristics HF Radio Link «Trassa-2019» (Part 2). *Radio Communication Technology*. 2020;1(44):40–51. (in Russ.) DOI:10.33286/2075-8693-2020-44-40-51. EDN:ENZHXO
17. Myaskovsky G.M. *Industrial Radio Communication Systems*. Moscow: Svyaz Publ.; 1980. 216 p. (in Russ.)
18. Rec. ITU-R P.533-14 (08/2019). *Method for predicting the performance of HF links. Series P. Radiowave Propagation*.
19. Latorre V.R. Utilization of the Phase Stability of Meteor Trails for Accurate Synchronization. *Proceedings of the International Conference Res. IEEE*; 1965. pt.2. p.121–129.
20. Epictetov L.A., Menakreev R.R., Sidorov V.V. Application of Meteor Burst Equipment for High Precision Comparisons of Time and Frequency Standards. *Proceedings of the 7th European Frequency and Time Forum, EFTF, Neuchatel, Switzerland, 16–18 March 1993*. Swiss Foundation for Research in Microtechnology; 1993. p.413–416.
21. Karpov A.V., Sulimov A.I., Sherstyukov O.N. Modern Scientific and Applied Problems of Meteor Scatter Radio Propagation. *Proceedings of the Conference on Propagation of Radio Waves, 1–6 July 2019, Kazan, Russian Federation, vol.1*. Kazan: Kazan Federal University Publ.; 2019. p.20–28. (in Russ.) EDN:GQBCDR
22. Miroshnikov V.I., Budko P.A., Zhukov G.A. The main directions of development of meteor communication. *H&ES Research*. 2019;11(4):30–47. (in Russ.) DOI:10.24411/2409-5419-2018-10277. EDN:PADANA
23. Crook A.G., Sytsma D. Meteor burst telemetry in hydrologic data acquisition. *Proceedings of the Vancouver Workshop on Remote Data Transmission, 9–22 August 1987, vol.178*. LAHS Publ.; 1989. p.9–17.

24. Asiri T., Karpov A.V., Kodirov A.I., Latipov D., Popov V.I., Rubtsov L.N., et al. Lateral propagation of radio waves on short meteor radio paths. *Radiophysics and Quantum Electronics*. 1989;32(7):912–913. (in Russ.)
25. Zakharov V.N., Krivitsky B.Kh., Mamaev N.S., Manovtsev A.P., Matov V.I., Nikolaev O.A., et al. *Handbook on Radio-Electronic Systems, vol.1*. Moscow: Energy Publ.; 1979. 352 p. (in Russ.)
26. Miller S.L., Milstein L.B. A Comparison of protocols for a meteor-burst channel based on a time-varying channel model. *IEEE Transactions on Communications*. 1989;37(1):18–30. DOI:10.1109/26.21649
27. Volvenko S.V., Makarov S.B., Zavyalov S.V., Khachayants M.B. The choice of the threshold SNR at the reception of signals in the meteoric communication channel with the use of half-duplex protocol with retransmission on request. *Radioengineering*. 2016;12:83–93. (in Russ.) EDN:XRLFGH
28. Ivanchenko Yu.S., Orlova L.G. *Method for increasing the data transmission rate in a packet meteor communication network*. Patent RF, no. 2461125, 28.06.2010. (in Russ.) EDN:QXZBNT
29. Smith D.K., Donich T.G., Dickerson B.V., Leader R.E. *Meteor scatter burst communication system*. Patent US, no. 4277845, 20.02.1981.
30. Mui S.Y. A comparison of fixed and variable-rate signaling for meteor burst communications. *IEEE Transactions on Communications*. 1994;42(234):211–215. DOI:10.1109/TCOMM.1994.577010

Статья поступила в редакцию 12.05.2025; одобрена после рецензирования 19.06.2025; принята к публикации 24.07.2025.

The article was submitted 12.05.2025; approved after reviewing 19.06.2025; accepted for publication 24.07.2025.

## Информация об авторах:

- |  |  |
|--|--|
| <b>РУСИН</b><br>Сергей Васильевич      | кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник Научно-технического института «Радиосвязь»<br> <a href="https://orcid.org/0009-0005-8912-9576">https://orcid.org/0009-0005-8912-9576</a>   |
| <b>ДОЛГИХ</b><br>Василий Алексеевич    | генеральный директор Научно-технического института «Радиосвязь»<br> <a href="https://orcid.org/0009-0001-6297-042X">https://orcid.org/0009-0001-6297-042X</a>   |
| <b>ПАШКЕВИЧ</b><br>Василий Дмитриевич  | начальник отдела перспективных исследований и разработок Научно-технического института «Радиосвязь»<br> <a href="https://orcid.org/0000-0001-9306-1934">https://orcid.org/0000-0001-9306-1934</a>   |
| <b>ВОЛВЕНКО</b><br>Сергей Валентинович | старший научный сотрудник Высшей школы прикладной физики и космических технологий Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого<br> <a href="https://orcid.org/0000-0001-7726-8492">https://orcid.org/0000-0001-7726-8492</a> |
| <b>МИНКО</b><br>Виктор Александрович   | кандидат технических наук, ведущий научный сотрудник 4-го Центрального научно-исследовательского института Минобороны России<br> <a href="https://orcid.org/0009-0004-0169-4523">https://orcid.org/0009-0004-0169-4523</a>                        |
| <b>ДАСАЕВ</b><br>Руслан Абдрашитович   | младший научный сотрудник 4-го Центрального научно-исследовательского института Минобороны России<br> <a href="https://orcid.org/0009-0005-5420-6113">https://orcid.org/0009-0005-5420-6113</a>   |

Авторы сообщают об отсутствии конфликтов интересов.

The authors declare no conflicts of interests.

Научная статья

УДК 519.872

<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-4-97-105>

EDN:QVTBIX



## Метод распределения мощности передачи в гетерогенных сетях Интернета вещей

**Фыок Ньян Хоанг**, [khoang.fn@sut.ru](mailto:khoang.fn@sut.ru) **Александр Иванович Парамонов** , [paramonov@sut.ru](mailto:paramonov@sut.ru)

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

### Аннотация

**Актуальность.** Совершенствование сетей Интернета вещей, являясь одним из приоритетных направлений развития телекоммуникаций, приводит к образованию сетей с высокой концентрацией устройств – сетей высокой и сверхвысокой плотности. Для обеспечения функционирования таких сетей могут быть использованы различные технологии связи, что ведет к формированию гетерогенных сетей Интернета вещей. Это могут быть сети сбора данных, сети коммуникаций машина–машина (M2M), телеуправления и другие. Использование множества технологий требует применения методов, обеспечивающих эффективность их эксплуатации для передачи данных. В работе предлагается один из таких методов, обеспечивающий повышение эффективности гетерогенной сети Интернета вещей.

**Постановка задачи.** Разработка модели и метода распределения мощности между подканалами в узлах гетерогенной сети Интернета вещей высокой плотности с учетом особенностей таких сетей, позволяющих получить описание их функционирования и обеспечить повышение эффективности функционирования за счет перераспределения мощности передачи по подканалам.

**Цель работы.** Повышение эффективности функционирования гетерогенной сети Интернета вещей высокой плотности. Для решения задачи **использовались методы** математического моделирования, теории информации, методы оптимизации и численного моделирования.

**Результат.** Разработан модельно-методический аппарат, обеспечивающий повышение эффективности функционирования гетерогенной сети Интернета вещей высокой плотности за счет оптимального перераспределения мощности между подканалами передачи данных, что дает возможность повысить скорость передачи данных при фиксированной мощности передачи.

**Новизна.** Эффективность предложенного метода обеспечивается благодаря решению задачи оптимального распределения мощности между подканалами с учетом величины помех и обслуживаемого трафика (использования). Эффективность метода зависит от параметров подканалов. Она минимальна при идентичных подканалах и повышается при увеличении различий между параметрами используемых подканалов. Предложенный метод учитывает трафик, передаваемый по подканалам (загрузку подканалов) и их особенности в части достижимой скорости передачи, что позволяет адаптировать данный метод к конкретным условиям.

**Практическая значимость.** Разработанные модель и метод могут быть использованы при построении устройств и гетерогенных сетей Интернета вещей высокой плотности в целях повышения их эффективности. Метод распределения мощности по подканалам может быть применен при реализации системы управления (протокола) передачей для устройств, использующих различные технологии организации каналов передачи.

**Ключевые слова:** сеть Интернета вещей, канал связи, скорость передачи данных, эффективность сети, распределение мощности, оптимизация

**Ссылка для цитирования:** Хоанг Ф.Н., Парамонов А.И. Метод распределения мощности передачи в гетерогенных сетях Интернета вещей // Труды учебных заведений связи. 2025. Т. 11. № 4. С. 97–105. DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-4-97-105. EDN:QVTBIX

Original research  
<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-4-97-105>  
EDN:QVTBIX

# Transmission Power Distributing Method for the Internet of Things Heterogeneous Networks

 **Fuoc N. Huang**, [khoang.fn@sut.ru](mailto:khoang.fn@sut.ru)  
 **Alexandr I. Paramonov** , [paramonov@sut.ru](mailto:paramonov@sut.ru)

The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications,  
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

## Annotation

**Relevance.** The development of the Internet of Things networks, being one of the priority areas of telecommunications development, leads to the formation of networks with a high concentration of devices - high-density and ultra-high-density networks. To ensure the functioning of such networks, various communication technologies can be used, which leads to the formation of heterogeneous networks of the Internet of Things. These can be data collection networks, machine-to-machine (M2M) communication networks, telecontrol and others. The use of many technologies requires the application of methods that ensure the efficiency of their use for data transmission. In this paper, one of such methods is proposed that ensures an increase in the efficiency of a heterogeneous Internet of Things network.

**Problem statement.** Development of a model and method for distributing power between subchannels in nodes of a heterogeneous high-density Internet of Things network, taking into account the features of such networks, allowing to obtain a description of their functioning and ensure an increase in the efficiency of functioning due to the redistribution of transmission power across subchannels.

**Purpose of the work.** Improving the efficiency of a heterogeneous high-density Internet of Things network. **To solve the problem, methods** of mathematical modeling, information theory, optimization and numerical modeling were used.

**Result.** A modeling and methodological apparatus has been developed that ensures increased efficiency of a high-density heterogeneous Internet of Things network due to optimal power redistribution between data transmission subchannels, which makes it possible to increase the data transmission rate at a fixed transmission power.

**Novelty.** The efficiency of the proposed method is ensured by solving the problem of optimal power distribution between subchannels taking into account the amount of interference and the serviced traffic (usage). The efficiency of the method depends on the parameters of the subchannels. It is minimal for identical subchannels and increases with increasing differences between the parameters of the subchannels used. The proposed method takes into account the traffic transmitted via subchannels (subchannel load) and their features in terms of achievable transmission speed, which makes it possible to adapt this method to specific conditions.

**Practical significance.** The developed model and method can be used in the construction of devices and heterogeneous networks of the Internet of Things of high density in order to increase their efficiency. The method of power distribution by subchannels can be used in the implementation of the transmission control system (protocol) for devices using various technologies for organizing transmission channels.

**Keywords:** Internet of Things network, communication channel, data transfer rate, network efficiency, power distribution, optimization

**For citation:** Huang F.N., Paramonov A.I. Transmission Power Distributing Method for the Internet of Things Heterogeneous Networks. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2025;11(4):97–105. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-4-97-105. EDN:QVTBIX

## Введение

Развитие Интернета вещей (ИВ) [1], в том числе промышленного, ведет к появлению сверхплотных

сетей связи, в которых в малом объеме сосредоточено большое число сетевых устройств. При использовании традиционного подхода к организа-

ции сети и соответствующих потребностях в передаче трафика возникают естественные сложности в части недостатка канального ресурса.

В сети высокой плотности [2] часто требуется организация каналов связи на малых расстояниях, измеряемых единицами метров или даже менее этого, например, при обмене данными между роботами в группе и т. п. Исходя из определения сети высокой плотности, количество устройств составляет более одного на квадратный метр площади, следовательно, расстояния между ними малы. Использование таких распространенных стандартов радиосвязи как Wi-Fi, Bluetooth, ZigBee и многих других, приводит к нагрузке (занятию канального ресурса) при передаче данных в радиусе десятков или сотен метров, и созданию внутриканальных помех на еще большем расстоянии от передатчика. Это снижает рациональность использования радиочастотного ресурса при организации связи на малые расстояния.

Однако в такой сети может потребоваться и организация связи на относительно большие расстояния. Таким образом, для повышения эффективности сети желательно иметь набор различных средств, применяемых в различных случаях, в зависимости от требований к доставке данных. Таким свойством обладают гетерогенные сети, построенные с применением различных технологий передачи [3–5]. Например, может быть использовано несколько различных технологий радиосвязи, оптической и акустической связи. Выбор той или иной технологии производится в зависимости от поставленной цели и имеющихся требований.

Использование множества каналов, которые могут быть организованы в гетерогенной сети связи при благоприятных условиях, может обеспечить повышение скорости передачи данных. При этом передача может производиться параллельно по нескольким независимым каналам. При этом результирующая скорость данных передачи будет равна сумме скоростей передачи по каждому из используемых каналов. Передача по каждому из каналов требует определенных затрат энергии, которые зависят от эффективности используемых технологий. В устройствах ИВ затраты энергии имеют существенное значение, поскольку влияют на работоспособность сети в конечном итоге [6]. В таком случае возникает задача распределения энергии между подканалами, при котором достигается максимальная скорость передачи.

В этой работе предлагается метод повышения энергоэффективности передачи данных в гетерогенной сети беспроводной связи при использовании нескольких подканалов.

### Модель гетерогенной сети высокой плотности

Для моделирования сети примем следующие допущения. Полагаем, что сеть высокой (сверхвысокой) плотности состоит из однотипных гетерогенных устройств (узлов), обеспечивающих организацию  $k$  независимых подканалов, каждый из которых характеризуется полосой пропускания  $w_i$ , и мощностью, затрачиваемой на передачу  $p_i$ ,  $i = 1, \dots, k$  (рисунок 1).

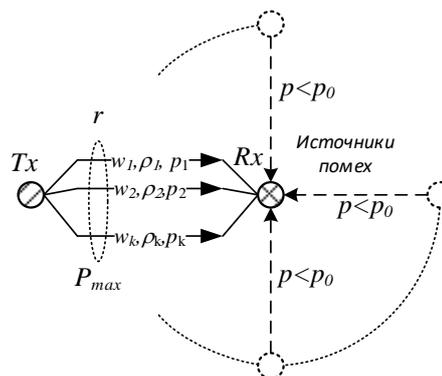


Рис. 1. Модель гетерогенной сети высокой плотности

Fig. 1. Model of a High-Density Heterogeneous Network

Будем также полагать, что узел сети способен принять сигнал, уровень мощности которого не менее некоторой пороговой величины  $p_0$ . В противном случае сигнал не может быть принят и воспринимается как помеха. Таким образом, на входе приемника имеют место сигналы шума, и помехи, производимые соседними узлами, уровень мощности сигнала которых не превышает  $p_0$ .

Мощность помехи на входе приемника будет определяться следующим выражением:

$$p_{NI} = p_{TN} + p_I, \tag{1}$$

где  $p_{TN}$  – мощность теплового шума (Вт);  $p_I$  – мощность помех (Вт).

Мощность теплового шума определяется выражением:

$$p_{TN} = kT\omega, \tag{2}$$

где  $k$  – постоянная Больцмана;  $T$  – абсолютная температура (К);  $\omega$  – полоса пропускания канала (Гц).

Мощность сигнала помех опишем выражениями, приведенными в [5]:

для двумерного случая

$$p_I^{(2)} = d_0 \iint_C k(x, y) dx dy, \tag{3}$$

для трехмерного случая

$$p_I^{(3)} = v_0 \iiint_V k(x, y, z) dx dy dz, \tag{4}$$

где  $d_0$  – мощность помехи, производимая на единице площади Вт/м<sup>2</sup>;  $v_0$  – мощность помехи, произ-

водимая в единице объема Вт/м<sup>3</sup>;  $k(x, y)$  – коэффициент, определяющий зависимость мощности помехи в точке  $O$  от координат источника помехи;  $C$  – рассматриваемая область на плоскости;  $V$  – рассматриваемая область в пространстве.

В работе [7] приводится модель на основе выражения (3), описывающая мощность помех в сети с равномерным распределением устройств на плоскости для выбранной модели затухания. В данной работе учтем сигналы помех в общем виде, не конкретизируя модели затухания и распределения устройств, воспользовавшись тем, что выражения (3) и (4) линейны относительно удельной величины мощности из расчета на единицу площади  $d_0$  или объема  $v_0$ . Это позволяет выразить зависимость помехи от мощности передачи линейной зависимостью вида:

$$p_i = v_0 M = \rho \mu p_{TX} M, \quad v_0 = \rho \mu p_{TX}, \quad (5)$$

где  $\rho$  – плотность сети (узлов/м<sup>3</sup>);  $p_{TX}$  – мощность передатчика (Вт);  $\mu$  – занятость подканала (трафик, доля времени передач);  $M \geq 0$  – числовой коэффициент, определяемый моделью (4) (моделью (3) для двумерного случая).

Полагаем, если скорость передачи данных в канале –  $ir_i$ , а число каналов –  $k$ , тогда общая скорость передачи при их одновременном использовании будет определяться как сумма скоростей:

$$r = \sum_{i=1}^k r_i. \quad (6)$$

Модель подканала опишем формулой К. Шеннона [6], при этом учтем неидеальность канала, введя поправочный коэффициент, а также – загруженность канала; последнюю будем интерпретировать, как долю времени, в течение которого канал может быть использован для передачи. В данном случае каналы организованы в среде доступа и могут использоваться всеми устройствами, т. е. канал может быть занят передачей данных между соседними устройствами и недоступен в произвольный момент времени. В таком случае передатчик вынужден ожидать освобождения канала. По этой причине результирующая скорость передачи данных зависит как от достижимой в канале скорости, так и от доли времени, в течение которого передача возможна, т. е. она ниже достижимой скорости.

В данной модели будем определять результирующую скорость передачи данных как:

$$r_i = \eta_i (1 - \rho_i) \omega_i \log_2 \left( 1 + \frac{p_i}{p_{TN} + p_i} \right), \quad (7)$$

где  $\omega_i$  – полоса пропускания  $i$ -го канала;  $\rho_i$  – нагрузка на канал;  $p_i$  – мощность передачи сигнала по  $i$ -му подканалу.

Приведенная выше формула основана на выражении К. Шеннона, однако, в отличие от последней, она описывает не достижимую скорость в канале, а значение, полученное за некоторый интервал, с учетом доли времени, в течение которого канал использовался. Величина нагрузки  $0 \leq \rho_i \leq 1$ .

Полагаем, что все узлы сети однотипны и выбирают параметры работы подканалов одним и тем же способом. С учетом  $p_i$  повышение мощности передачи в меньшей степени влияет на скорость.

Например, для случая, когда общая мощность передачи неизменна и равна  $p_{\max}$ , а изменяется только ее распределение между первым и вторым каналами:

$$p_1 + p_2 = p_{\max}, \\ p_1 = q p_{\max}, \quad p_2 = (1 - q) p_{\max}, \quad 0 \leq q \leq 1.$$

График зависимости скорости передачи от перераспределения мощности между двумя подканалами представлен на рисунке 2. На графике представлены два варианта: кривая 1 – суммарная скорость передачи без учета помех ( $M = 0$ ); 2 – с учетом помех ( $M > 0$ ); кривые 3 и 4 показывают зависимость скорости передачи первого и второго подканалов от распределения мощности.

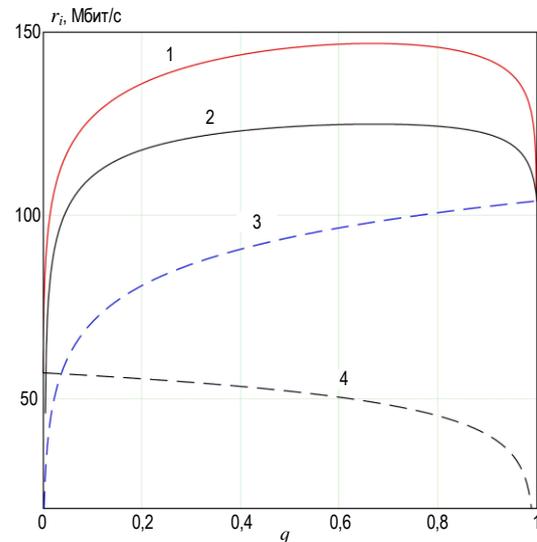


Рис. 2. Зависимость скорости передачи от перераспределения мощности между двумя подканалами

Fig. 2. Dependence of the Transmission Rate on the Redistribution of Power between Two Subchannels

Представленные результаты получены для модели, в которой каналы описаны выражением (7) как каналы с аддитивным белым гауссовским шумом и при значении поправочных коэффициентов  $\eta_1 = \eta_2 = 0,5$  и нагрузке каналов  $\rho_1 = \rho_2 = 0,8$ .

Как видно из приведенного рисунка, скорость передачи с использованием двух подканалов выше, чем при использовании одного при той же мощности передатчика. Очевидно, что это обусловлено

тем, что при двух подканалах используется больший ресурс радиочастотного спектра (бóльшая полоса пропускания). Также видно, что распределение мощности передачи между подканалами имеет оптимальное значение относительно скорости передачи данных. Максимум скорости передачи достигается при определенном соотношении мощностей, выделяемых для подканалов, которое зависит от их параметров. При идентичных подканалах максимум имеет место при равных долях мощности, выделяемых подканалам.

При учете внутриканальных помех прирост скорости передачи при увеличении мощности снижается, поэтому уменьшается и выраженность максимума скорости от перераспределения мощности между подканалами.

При использовании большего числа подканалов имеет место аналогичный эффект зависимости скорости передачи от распределения мощности. Таким образом, для получения максимального эффекта, т. е. максимальной скорости передачи данных, имеет смысл найти оптимальное распределение мощности между подканалами.

**Постановка задачи**

Допустим, узел отправляет данные следующему узлу по каналу, состоящему из множества гетерогенных подканалов  $i$  ( $1 \leq i \leq k$ ). Предполагается, что подканалы независимы и физически не влияют друг на друга, т. е. работают на разных несущих частотах или используют различные среды распространения сигнала (радио, звук, свет) и имеют различную достижимую скорость передачи из-за различных их свойств. Подканалы не создают помехи друг другу и могут использоваться для передачи данных как по одному, так и группами.

Оценим достижимую скорость передачи данных с помощью формулы К. Шеннона [8] для подканала с аддитивным белым гауссовским шумом [9].

Достижимая скорость передачи данных  $r_i$  узлом  $n$  по подканалу  $i$  может быть определена как:

$$r_i = \eta_i(1 - \rho_i)\omega_i \log_2 \left( 1 + \frac{p_i}{p_{TN} + p_i} \right) = \eta_i(1 - \rho_i)\omega_i \log_2 \left( 1 + \frac{p_i}{p_{TN} + p_i} \right),$$

где  $\eta_i$  – коэффициент ( $0 \leq \eta_i \leq 1$ ), который позволит учесть отличие реального подканала от идеального.

Общая достижимая скорость передачи данных:

$$R = \sum_{i=1}^k r_i = \sum_{i=1}^k \eta_i(1 - \rho_i)\omega_i \log_2 \left( 1 + \frac{p_i}{kT\omega_i + \rho_i p_i M} \right),$$

$$\sum_{i=1}^k p_i \leq P_{\max},$$

где  $P_{\max}$  – максимальная мощность передачи.

Задача оптимизации скорости передачи данных выражается следующим образом:

$$\max R(p_i) = \max \sum_{i=1}^k r_i =$$

$$= \max \sum_{i=1}^k \eta_i(1 - \rho_i)\omega_i \log_2 \left( 1 + \frac{p_i}{kT\omega_i + \rho_i p_i M} \right)$$
(8)

при следующих ограничениях:

$$\sum_{i=1}^k p_i \leq P_{\max}. \tag{9}$$

Анализ второй производной целевой функции (8) показывает, что это выпуклая функция. Тогда задача (8–9) представляет собой задачу выпуклой оптимизации, поскольку она представляет собой разность линейной функции и выпуклой логарифмической функции. Далее приведем решение данной задачи с использованием теоремы Каруша – Куна – Таккера (ККТ) [10].

**Метод распределения мощности**

На основе целевой функции и ограничений представим функцию Лагранжа как:

$$L(p, \lambda) = \sum_{i=1}^k \eta_i(1 - \rho_i)\omega_i \log_2 \left( 1 + \frac{p_i}{kT\omega_i + \rho_i p_i M} \right) + \lambda \left( P_{\max} - \sum_{i=1}^k p_i \right), \tag{10}$$

где  $\lambda$  – неотрицательный множитель Лагранжа.

Далее получаем (11) и (12), соответствующие условиям теоремы ККТ [10]. Используя (11) и (12), можно получить соотношение между полосой частот и распределением мощности (13). В свою очередь, уравнение (13) можно представить в виде выражения (14). Исходя из уравнения (14), оптимальные значения мощности и полосы пропускания распределяются по подканалам в соответствии с теорией наполнения сосуда [11] (от англ. Water-Filling Theory).

$$\frac{\partial L}{\partial p_i} = \frac{\eta_i(1 - \rho_i)\omega_i}{\ln 2} \left( \frac{kT\omega_i}{(p_i + kT\omega_i + \rho_i p_i M)(kT\omega_i + \rho_i p_i M)} \right) - \lambda \leq 0, \tag{11}$$

$$p_i \left( \frac{\eta_i(1-\rho_i)\omega_i}{\ln 2} \left( \frac{kT\omega_i}{(p_i + kT\omega_i + \rho\mu p_i M)(kT\omega_i + \rho\mu p_i M)} \right) - \lambda \right) = 0, \quad (12)$$

$$p_i \geq 0, \omega_i \geq 0.$$

$$\omega_i = p_i \left[ \frac{-(2kT\rho\mu M + kT) \pm \sqrt{(2kT\rho\mu M + kT)^2 - 4 \left( k^2 T^2 - \frac{\eta_i(1-\rho_i)kT}{\lambda \ln 2} \right) (\rho^2 \mu^2 M^2 + \rho\mu M)}}{2 \left( k^2 T^2 - \frac{\eta_i(1-\rho_i)kT}{\lambda \ln 2} \right)} \right]^+, \quad (13)$$

где  $[x]^+ = \max\{0, x\}$ , если  $x \geq 0$ , то  $[x]^+ = x$ , если  $x < 0$ , то  $[x]^+ = 0$ .

$$\omega_i = \begin{cases} p_i [\Lambda 1_i(\lambda)]^+ \\ p_i [\Lambda 2_i(\lambda)]^+ \end{cases}, \quad (14)$$

где

$$\Lambda 1, 2_i(\lambda) = \frac{-(2kT\rho\mu M + kT) \pm \sqrt{(2kT\rho\mu M + kT)^2 - 4 \left( k^2 T^2 - \frac{\eta_i(1-\rho_i)kT}{\lambda \ln 2} \right) (\rho^2 \mu^2 M^2 + \rho\mu M)}}{2 \left( k^2 T^2 - \frac{\eta_i(1-\rho_i)kT}{\lambda \ln 2} \right)}.$$

На основе задачи (10) можно выразить двойственную задачу [12] следующим образом:

$$D(\lambda) = \max_p L(p, \lambda). \quad (15)$$

Тогда, подставив (14) в уравнение (15), получаем выражение (16).

Согласно теории двойственности, оптимальное значение исходной задачи (10) всегда равно оптимальному значению двойственной задачи (15).

Далее нужно решить задачу нахождения оптимальных значений  $p^*$  и  $\lambda^*$  выражения (16).

$$D(\lambda) = \max_p \sum_{i=1}^k \eta_i(1-\rho_i) p_i [\Lambda_i(\lambda)]^+ \log_2 \left( 1 + \frac{1}{kT[\Lambda_i(\lambda)]^+ + \rho\mu M} \right) + \lambda \left( P_{\max} - \sum_{i=1}^k p_i \right), \quad \Lambda_i(\lambda) = \begin{cases} \Lambda 1_i(\lambda) \\ \Lambda 2_i(\lambda) \end{cases}. \quad (16)$$

В данной работе предлагается использование метода градиентного спуска (от англ. Gradient Descent) [10], оптимальное значение  $\lambda^*$  и  $p^*$  рассчитываются следующим образом:

$$p_i^{j+1} = \left[ p_i^j - \gamma \frac{\partial L}{\partial p_i} \right]^+, \quad (17)$$

$$\lambda^{j+1} = \left[ \lambda^j - \alpha \frac{\partial D(\lambda^j)}{\partial \lambda^j} \right]^+, \quad (18)$$

где  $j$  – индекс итерации алгоритма;  $\alpha$  и  $\gamma$  – положительный размер шага достаточно мал и выбран соответствующим образом, чтобы привести переменные  $\lambda$  и  $p_i$  к оптимальному сходящемуся значению после итераций, избегая пропуска, если оптималь-

ное значение находится между двумя обновленными значениями  $j + m$  и  $j + m + 1$ .

Алгоритм решения приведен на рисунке 3: итерационным методом производит поиск оптимальных значений мощности для подканалов. Критерием сходимости является отрицательное приращение целевой функции после выполнения очередной итерации.

### Эффективность метода распределения мощности

Как было показано выше, применение метода распределения мощности между подканалами обеспечивает повышение скорости передачи данных при сохранении общих энергозатрат. Этот результат может рассматриваться как повышение эффективности функционирования сети, т. к. повышение скорости передачи достигается при сохранении объема затрачиваемых ресурсов (полосы частот и энергии).

Численную оценку эффективности (в процентах) можно охарактеризовать приростом величины скорости передачи данных, для случая применения описанного метода по отношению к равномерному распределению мощности:

$$e = 100 \frac{r_* - r_U}{r_U} \quad (19)$$

где  $r_*$  – скорость передачи данных при использовании предложенного метода, а  $r_U$  – при равномерном распределении мощности.

Эффективность метода зависит от параметров подканалов, в частности, как было отмечено выше, от уровня внутриканальных помех и от полос пропускания и использования подканалов (нагрузки

на подканалы). Очевидно, что для подканалов с идентичными параметрами оптимальным будет равное распределение мощности, поэтому данный метод будет иметь нулевую эффективность. Однако при наличии различий между подканалами эффективность метода – больше нуля.

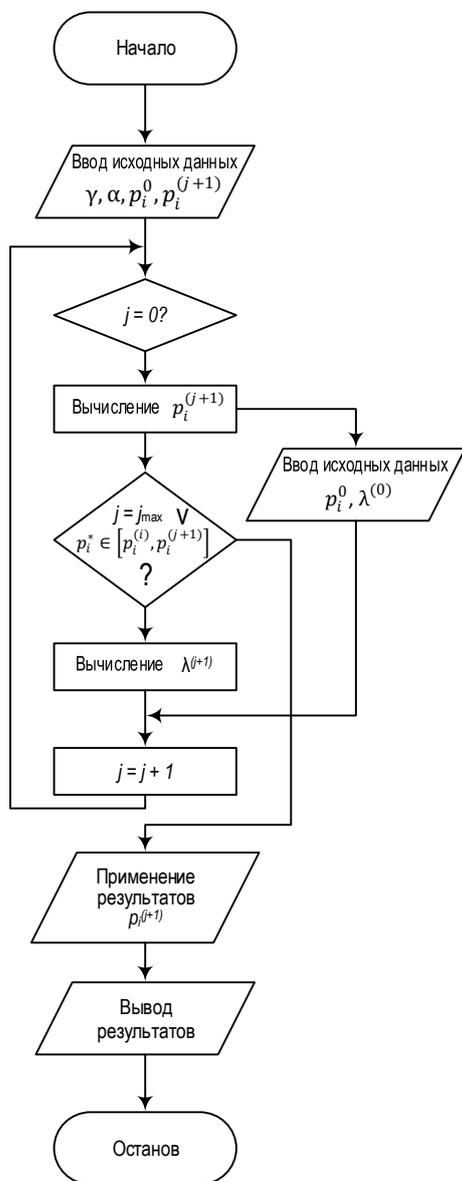


Рис. 3. Алгоритм решения задачи оптимизации  
Fig. 3. Algorithm for Solving the Optimization Problem

На рисунке 4 приведена зависимость эффективности метода для группы из двух подканалов на примере подканалов с равными полосами пропускания  $\omega_1 = \omega_2 = 10$  МГц и  $\omega_1 = \omega_2 = 10$ , нагрузках  $\rho_1, \rho_2$  от разницы между нагрузками на них. Как видно из приведенного рисунка, эффективность зависит от разницы в использовании подканалов. Эффективность тем выше, чем выше различие в загруженности подканалов. Следует отметить, что имеет место зависимость не только от нагрузки на подканалы, но и от всех различий в их параметрах.

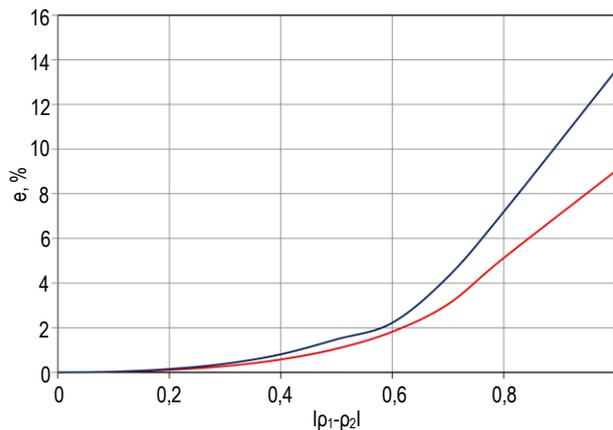


Рис. 4. Алгоритм решения задачи оптимизации  
Fig. 4. Dependence of the Efficiency of the Method for a Group of Two Subchannels on the Difference in the Load

Таким образом, эффективность метода распределения нагрузки тем выше, чем выше различие между подканалами. Также следует отметить, что минимальная эффективность, равная нулю, свидетельствует об отсутствии выигрыша (имеет место в случае идентичных подканалов). В условиях гетерогенной сети высокой плотности следует ожидать, что используемые подканалы будут иметь как различные параметры, так и различное применение, поэтому применение данного метода даст положительный эффект в части повышения скорости передачи данных.

Следует заметить, что идея распределения мощности между каналами рассматривается во многих работах, например, в труде Р. Галлагера [13], в [9] авторы предлагают метод распределения мощности для систем когнитивного радио, в работе [14] представлен метод распределения мощности для параллельных вещательных каналов. Предложенный в данной работе метод ориентирован на каналы в гетерогенной сети ИВ, подканалы которых могут сильно отличаться своими параметрами, в том числе производимой на них нагрузкой и особенностями, отличающими их от идеальных каналов с аддитивным белым гауссовским шумом. Сравнение данного метода, например, с методом распределения мощности пропорционально полосе пропускания подканалов, показывает преимущества данного метода, его выигрыш имеет место при различной величине нагрузки (см. рисунок 4).

Следует также отметить, что для применения данного метода требуется реализация нескольких трактов передачи, что потенциально повышает стоимость устройства, а также требует использования большего радиочастотного ресурса (полосы частот). Таким образом, его применение целесообразно при необходимости повышения скорости передачи и при наличии необходимого ресурса. Сам же метод позволяет оптимизировать использование этого ресурса.

## Выводы

Во-первых, в условиях гетерогенной сети ИВ высокой плотности возможно применение узлов, оснащенных телекоммуникационным оборудованием, обеспечивающих формирование нескольких подканалов. Подканалы могут быть организованы различным образом, в том числе с использованием различных технологий связи.

Во-вторых, при одновременном использовании нескольких подканалов возможно повышение скорости передачи и данных, и вероятности их доставки, при этом значение скорости передачи зависит от распределения мощности между передатчиками подканалов. В случае нескольких подканалов имеет место оптимальное распределение мощности, когда эквивалентная скорость передачи максимальна.

В-третьих, предложенный метод распределения мощности между подканалами позволяет повысить эффективность функционирования сети за

счет повышения эквивалентной скорости передачи по группе подканалов при фиксированных затратах энергии.

В-четвертых, эффективность предложенного метода зависит от параметров подканалов и тем выше, чем выше разница между их параметрами. Метод имеет нулевую эффективность (не дает выигрыша) в случае идентичных подканалов (и условий передачи) и возрастает с ростом отличий между параметрами подканалов.

Например, в случае использования подканалов с равными полосами пропускания 20 МГц (IEEE 802.11n), максимальный выигрыш составляет около 9 %, а при полосах пропускания 80 МГц (IEEE 802.11ax) эффективность составляет около 13 %. Эффективность тем выше, чем выше разница в нагрузке каналов, при прочих равных условиях. Эта особенность позволяет повысить равномерность использования подканалов в гетерогенной сети.

## Список источников

1. Рекомендация МСЭ-Е Y.2060 (06/2012). Требования к поддержке приложений машинно-ориентированной связи в среде сетей последующих поколений.
2. Кучерявый А.Е., Парамонов А.И., Маколкина М.А., Мутханна А.С.А., Выборнова А.И., Дунайцев Р.А. и др. Трехмерные многослойные гетерогенные сверхплотные сети // Информационные технологии и телекоммуникации. 2022. Т. 10. № 3. С. 1–12. DOI:10.31854/2307-1303-2021-10-3-1-12. EDN:LHLYEM
3. Selvaraju S.P., Balador A., Fotouhi H., Vahabi M., Bjorkman M. Network Management in Heterogeneous IoT Networks // Proceedings of the International Wireless Communications and Mobile Computing (IWCMC, Harbin City, China, 28 June – 02 July 2021). IEEE, 2021. PP. 1581–1586. DOI:10.1109/IWCMC51323.2021.9498801
4. Mshvidobadze T. Heterogeneous IoT Platform in Network Architecture // International Journal of Computers. 2022. Vol. 16. PP. 60–65. DOI:10.46300/9108.2022.16.12
5. Кучерявый А.Е., Окунева Д.В., Парамонов А.И., Хоанг Н.Ф. Методы распределения трафика в гетерогенной сети интернета вещей высокой плотности // Труды учебных заведений связи. 2024. Т. 10. № 2. С. 67–74. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-67-74. EDN:RTNVEU
6. Бузюков Л.Б., Окунева Д.В., Парамонов А.И. Проблемы построения беспроводных сенсорных сетей // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 1. С. 5–12. EDN:YMHZIX
7. Тонких Е.В., Парамонов А.И., Кучерявый А.Е. Анализ беспроводной сети интернета вещей высокой плотности // Электросвязь. 2020. № 1. С. 44–48. DOI:10.34832/ELSV.2020.2.1.006. EDN:IWANZO
8. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. Пер. с англ. М.: Издательство иностранной литературы, 1963. 829 с.
9. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Коржик В.И., Назаров М.В. Теория электрической связи. М.: Радио и связь, 1999. 432 с.
10. Пантелеев А.П., Летова Т.А. Методы оптимизации в примерах и задачах. М.: Высшая школа, 2005. 544 с.
11. Qi Q., Minturn A., Yang Y. An efficient water-filling algorithm for power allocation in OFDM-based cognitive radio systems // Proceedings of the International Conference on Systems and Informatics (ICSAI2012, Yantai, China, 19–20 May 2012). IEEE, 2012. PP. 2069–2073. DOI:10.1109/ICSAI.2012.6223460
12. Boyd S.P., Vandenberghe L. Convex Optimization. Cambridge University Press, 2004. 716 p.
13. Галлагер Р. Теория информации и надежная связь. М.: Советское радио, 1974. 720 с.
14. Nir V. L., Scheers B. Distributed Power Allocation for Parallel Broadcast Channels with Only Common Information in Cognitive Tactical Radio Networks // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. 2010. P. 172013. DOI:10.1155/2010/172013

## References

1. Rec. ITU-E Y.2060 (12/2012). *Requirements for supporting machine-oriented communication applications in a next-generation network environment.* (in Russ.)
2. Koucheryavy A., Paramonov A., Makolkin A., Muthanna A.S.A., Vybornova A., Dunaytsev R. et al. 3 Dimension Multilayer Heterogenous Ultra Dense Networks. *Telecom IT.* 2022;10(3):1–12. (in Russ.) DOI:10.31854/2307-1303-2021-10-3-1-12. EDN:LHLYEM
3. Selvaraju S.P., Balador A., Fotouhi H., Vahabi M., Bjorkman M. Network Management in Heterogeneous IoT Networks. *Proceedings of the International Wireless Communications and Mobile Computing, IWCMC, 28 June – 02 July 2021, Harbin City, China.* IEEE; 2021. p.1581–1586. DOI:10.1109/IWCMC51323.2021.9498801

4. Mshvidobadze T. Heterogeneous IoT Platform in Network Architecture. *International Journal of Computers*. 2022;16: 60–65. DOI:10.46300/9108.2022.16.12
5. Koucheryavy A., Okuneva D., Paramonov A., Hoang N. Methods of Traffic Distribution in a Heterogeneous High-Density Internet of Things Network. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2024;10(2):67–74. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-67-74. EDN:RTNVEU
6. Buziukov L., Okuneva D., Paramonov A. Problems of Building Wireless Sensor Networks. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2017;3(1):5–12. (in Russ.) EDN:YMHZIX
7. Tonkikh E.V., Paramonov A.I., Koucheryavy A.E. Analysis of Wireless High-Density IoT Network. *Elektrosvyaz'*. 2020;1:44–48. (in Russ.) DOI:10.34832/ELSV.2020.2.1.006. EDN:IWAHZO
8. Shannon K. *Works on Information Theory and Cybernetics*. Translated from English. Moscow: Izdatel'stvo inostranoj literatury Publ.; 1963. 829 p. (in Russ.)
9. Zyuko A.G., Klovsy D.D., Korzhik V.I., Nazarov M.V. *Theory of Electrical Communication*. Moscow: Radio i svyaz' Publ.; 1999. 432 p. (in Russ.)
10. Panteleev A.P., Letova T.A. *Optimization Methods in Examples and Problems*. Moscow: Vysshaya shkola Publ.; 2005. 544 p. (in Russ.)
11. Qi Q., Minturn A., Yang Y. An efficient water-filling algorithm for power allocation in OFDM-based cognitive radio systems. *Proceedings of the International Conference on Systems and Informatics, ICSAI2012, 19–20 May 2012, Yantai, China*. IEEE; 2012. p.2069–2073 DOI:10.1109/ICSAI.2012.6223460
12. Boyd S.P., Vandenberghe L. *Convex Optimization*. Cambridge University Press, 2004. 716 p.
13. Gallager R. *Information Theory and Secure Communications*. Moscow: Sovetskoe radio Publ.; 1974. 720 p. (in Russ.)
14. Nir V. L., Scheers B. Distributed Power Allocation for Parallel Broadcast Channels with Only Common Information in Cognitive Tactical Radio Networks. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*. 2010:172013. DOI:10.1155/2010/172013

Статья поступила в редакцию 16.06.2025; одобрена после рецензирования 21.07.2025; принята к публикации 25.08.2025.

The article was submitted 16.06.2025; approved after reviewing 21.07.2025; accepted for publication 25.08.2025.

## Информация об авторах:

**ХОАНГ  
Фьюк Ньян**

аспирант кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  
 <https://orcid.org/0009-0008-7733-4494>

**ПАРАМОНОВ  
Александр Иванович**

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  
 <https://orcid.org/0000-0002-4104-3504>

Авторы сообщают об отсутствии конфликтов интересов.

The authors declare no conflicts of interests.

# ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

**2.3.1 – Системный анализ,  
управление и обработка  
информации, статистика**

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

Научная статья

УДК 519.872

<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-4-107-117>

EDN:OELOOW



# Математическая модель сигнатурного анализа сетевого трафика и экспериментальная оценка эффективности ее функционирования

Александр Александрович Браницкий<sup>1</sup> [branickii1.aa@sut.ru](mailto:branickii1.aa@sut.ru)

Наталия Алексеевна Браницкая<sup>2</sup>, [nataliya\\_petrova@mail.ru](mailto:nataliya_petrova@mail.ru)

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

<sup>2</sup>Санкт-Петербургский государственный университет, Санкт-Петербург, 199034, Российская Федерация

## Аннотация

**Актуальность.** В современных системах обнаружения атак алгоритмы сигнатурного анализа являются ключевыми составляющими в процессе исследования сетевого трафика. Их широкая распространенность при реализации правил обнаружения атак обусловлена не только простотой их настройки и быстротой поиска, но также и возможностью обнаружения атак с нулевым уровнем ложных срабатываний. Это достигается за счет задания таких наборов специальных правил (сигнатурных правил), которые однозначно идентифицируют конкретный тип атаки. Разработка и оптимизация моделей и алгоритмов построения таких правил является актуальной задачей, поскольку ее решение позволяет увеличить уровень защищенности сетевых ресурсов от атак.

**Цель исследования** заключается в повышении эффективности функционирования систем обнаружения атак, построенных на основе сигнатурного анализа.

**Используемые методы.** Исследование базируется на применении положений из теорий множеств и поиска информации, а также приемов параллельного и сетевого программирования. Предмет исследования – модели и алгоритмы сигнатурного поиска атак в сетевом трафике, объект – сигнатурные системы обнаружения атак.

**Новизна.** В статье представлена математическая модель сигнатурного анализа сетевого трафика, которая отличается от известных аналогов универсальностью представления сигнатурных правил и поддержкой многоуровневой обработки как отдельных пакетов, так и сетевых потоков данных; выполнена оценка эффективности программной реализации данной модели. Универсальность представления сигнатурных правил достигается за счет возможности их расширения новыми правилами независимо от их внутренней реализации и без необходимости перестроения исходной модели. Многоуровневая обработка пакетов и сетевых потоков данных сигнатурными правилами обеспечивается за счет разработанных и встроенных в модель алгоритмов IP-дефрагментации и TCP-реассемблирования.

**Практическая значимость.** Результат проведенного эксперимента показывает, что разработанный анализатор сетевого трафика демонстрирует производительность, в 1,5 раза превосходящую в терминах оперативности и ресурсопотребления другие системы обнаружения атак с открытым исходным кодом. Тем самым разработанная модель может быть использована при построении эффективной системы обнаружения атак.

**Ключевые слова:** сигнатурный анализ, сигнатурные правила, сетевой трафик, сетевые пакеты, сетевые атаки, системы обнаружения атак, компьютерные сети, конечные автоматы, сети Петри, поиск подстрок, регулярные выражения

**Ссылка для цитирования:** Браницкий А.А., Браницкая Н.А. Математическая модель сигнатурного анализа сетевого трафика и экспериментальная оценка эффективности ее функционирования // Труды учебных заведений связи. 2025. Т. 11. № 4. С. 107–117. DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-4-107-117. EDN:OELOOW

Original research  
<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-4-107-117>  
EDN:OELOOW

# Signature Analysis Mathematical Model of Network Traffic and Experimental Evaluation of Its Functioning Efficiency

 Alexander A. Branitskiy<sup>1</sup> ✉, branickii1.aa@sut.ru  
 Natalia A. Branitskaya<sup>2</sup>, nataliya\_petrova@mail.ru

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

<sup>2</sup>The Saint Petersburg State University,  
St. Petersburg, 199034, Russian Federation

## Annotation

**Relevance.** In modern attack detection systems (ADSs), signature analysis algorithms are key components in the process of analyzing network traffic. Their widespread use in implementation of attack detection rules is due not only to the ease of their configuration and search speed, but also to the ability to detect attacks with zero false positives. This is achieved by specifying such sets of special rules (signature rules) that uniquely identify a specific type of attack. The development and optimization of models and algorithms for constructing such rules is an urgent task, since its solution allows increasing the level of protection of network resources from attacks.

**The purpose of the research** is to improve the operating efficiency of ADSs built on the basis of signature analysis.

**Methods used.** The research is based on the application of provisions from the theories of sets and information retrieval, as well as parallel and network programming techniques. The subject is models and algorithms for signature search of attacks in network traffic, the object is signature ADSs.

**Novelty.** The paper presents a mathematical model of signature analysis of network traffic, which differs from known analogs in the universality of the representation of signature rules and support for multi-level processing of both individual packets and network data flows; an assessment of the effectiveness of the software implementation of this model is performed. The universality of the representation of signature rules is achieved due to the possibility of their expansion with new rules regardless of their internal implementation and without the need to reconstruct the original model. Multi-level processing of packets and network data flows by signature rules is ensured by the IP defragmentation and TCP reassembly algorithms developed and integrated into the model.

**Practical significance.** The result of the experiment shows that the developed network traffic analyzer demonstrates performance that is 1,5 times superior in terms of promptness and resource consumption to other open source ADSs. Thus, the developed model can be used in constructing an effective ADS.

**Keywords:** signature analysis, signature rules, network traffic, network packets, network attacks, attack detection systems, computer networks, finite state machines, Petri nets, substring search, regular expressions

**For citation:** Branitskiy A.A., Branitskaya N.A. Signature Analysis Mathematical Model of Network Traffic and Experimental Evaluation of Its Functioning Efficiency. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2025; 11(4):107–117. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-4-107-117. EDN:OELOOW

## Введение

Под сигнатурным анализом понимается набор моделей и алгоритмов обнаружения атак, основанных на построении экспертных правил, сопоставлении с образцом, использовании конечных автоматов. Данный механизм является одним из

наиболее распространенных подходов при реализации систем, предназначенных для обнаружения злоупотреблений в компьютерных сетях [1]. Популярность такого решения объясняется тем, что с помощью задания сигнатур, представляющих собой специальные ключевые слова или продукци-

онные правила, становится возможным описывать явным образом классы обнаруживаемых атак. Кроме того, системы обнаружения атак (СОА), построенные на основе сигнатурного анализа, характеризуются высокой скоростью функционирования и отсутствием ложных срабатываний (ошибок первого рода). Использование таких систем позволяет сократить объем ручного труда, выполняемого аналитиками безопасности при поиске возможных нарушений в сетевых и хостовых журналах регистрации событий, ввиду понятной человеку интерпретируемости полученных результатов. Во многом благодаря именно этим свойствам и коммерческие, и открытые СОА имеют в основе своего функционирования механизмы сигнатурного поиска вредоносной деятельности, которые включают как (I) алгоритмы поиска подстрок и регулярные выражения, так и (II) более сложные управляющие последовательности (например, системные команды, написанные на некотором языке программирования).

В случае I поиск сигнатур является примитивной операцией с точки зрения задания таких сигнатур администратором безопасности. От разработчиков подобных правил требуется лишь выбрать алгоритм, который является наименее ресурсоемким и обладает наименьшей временной сложностью [2]. К СОА, построенным с использованием этого подхода, можно отнести СОА Snort, в которой сигнатуры представляются как набор атрибутов и их значений.

В случае II могут быть заданы некоторые формальные выражения, например продукционные правила, или математический аппарат, например конечный автомат, сеть Петри и контекстно-свободные грамматики (КС-грамматики). Среди СОА этого типа можно перечислить Bro и Suricata (с поддержкой опции luajit).

Построение перспективных сигнатурных СОА – актуальное направление в области информационной безопасности, развитие которого позволит поддерживать требуемый уровень защищенности сетевых ресурсов и минимизировать риски, связанные с нарушением конфиденциальности, целостности и доступности критически важной информации. Тем самым обеспечение безопасности сетевых ресурсов должно неразрывно сопровождаться совершенствованием существующих подходов и поиском новых решений для анализа сетевого трафика.

Разработанная в статье математическая модель является многосоставной, описывает процессы сборки пакетов в сетевые потоки данных и содержит представление сигнатур. Она характеризуется наличием алгоритмов восстановления сетевых потоков данных, что позволяет анализировать содержимое, передаваемое в нескольких пакетах, а

также возможностью описания сигнатурных правил без привязки к их реализации.

### Классификация методов сигнатурного анализа сетевого трафика

На рисунке 1 представлена классификация методов сигнатурного анализа сетевого трафика.

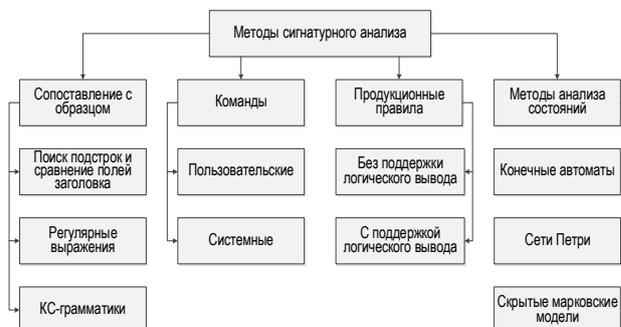


Рис. 1. Классификация методов сигнатурного анализа сетевого трафика

Fig. 1. Classification of Signature Analysis Methods of Network Traffic

Сигнатурный анализ включает в свой состав широкий класс методов, таких, например, как сопоставление с образцом, методы анализа состояний, команды (функции с аргументами), продукционные правила.

Сигнатурное правило  $R$ , построенное на основе сопоставления с образцом, представляется следующим образом:  $R(b) = G_0(b) \wedge \dots \wedge G_k(b)$ , где предикаты  $G_0, \dots, G_k$  задают некоторое булево соответствие между заранее заданными ключевыми словами  $\{w_0, \dots, w_k\}$  и значениями атрибутов  $\{f_0, \dots, f_k\}$ , полученных в результате парсинга (parse) пакета  $b \in B^+$ , где  $B^+$  – всевозможные байтовые цепочки:

$$B^+ = \{0, 1, \dots, N, 00, 01, \dots, 0N, 10, 11, \dots, 1N, \dots\}, N = 255;$$

$f_i = \text{parse}(b, i)$ ; результат применения предиката  $G_i(b)$  – это проверка наличия поля  $f_i$  в структуре пакета  $b$  и последующее сопоставление его значения с элементами  $w_i$ .

В случае поиска подстрок и сравнения полей заголовка каждое из ключевых слов  $w_i$  представляется как множество возможных значений атрибута  $f_i$ . Так, предикат  $G_0$  выполняет проверку вхождения (issub) каждого из элементов  $w_0$  внутрь содержимого  $f_0$  анализируемого пакета  $b$ :  $\forall e \in w_0 \text{ issub}(e, f_0)$ , а предикат  $G_i (i = 1, \dots, k)$  выполняет проверку принадлежности значения атрибута  $f_i$  заданному набору значений:  $f_i \in w_i$ . В качестве примера рассмотрим правило СОА Snort с идентификатором sid = 1762 (рисунок 2а), указанное в файле /etc/snort/rules/server-webapp.rules. В данном случае выполняется поиск подстрок «/phf» и «QALIAS» (т. е. вычисляется предикат  $\forall e \in \{«/phf», «QALIAS»\} \text{ issub}(e, f_0)$ ), которые указываются в качестве значе-

ния опции content, внутри содержимого TCP-пакетов, отправляемых на HTTP-порт ( $f_i \in \{80, 8080, \dots\}$ ).

Регулярные выражения, как и поиск подстрок, являются распространенным способом обнаружения сетевых атак, причем для их создания не требуется каких-либо узкоспециализированных знаний. В этом случае ключевое слово  $w_i$  представля-

ется как набор искомым подстрок и метасимволов, определяющих позицию и состав этих подстрок внутри анализируемого значения атрибута  $f_i$ , а предикат  $G_i$  проверяет  $f_i$  на соответствие регулярному выражению  $w_i$ . На рисунке 2b представлен пример сигнатуры, построенной на основе регулярных выражений, для COA Snort.

```
alert tcp $EXTERNAL_NET any -> $HTTP_SERVERS $HTTP_PORTS (msg:"SERVER-WEBAPP phf arbitrary command execution attempt"; flow:to server,established; content:"/phf"; fast_pattern; nocase; http_uri; content:"QALIAS"; nocase; content:"%0a"; nocase; metadata:policy max-detect-ips drop, ruleset community, service http; reference:bugtraq,629; reference:cve,1999-0067; classtype:web-application-attack; sid:1762; rev:25;)
```

a)

```
alert tcp $EXTERNAL_NET any -> $HOME_NET $HTTP_PORTS (msg:"SQL union select - possible sql injection attempt - GET parameter"; flow:to server,established; content:"union"; fast_pattern; nocase; http_uri; content:"select"; nocase; http_uri; pcre:"/union\s+(all\s+)?select\s+/Ui"; metadata:policy max-detect-ips drop, policy security-ips drop, service http; reference:bugtraq,21227; reference:cve,2006-2835; reference:cve,2006-6268; -reference:cve,2007-1021; reference:cve,2007-2824; reference:cve,2011-1667; reference:url,www.securityfocus.com/archive/1/452259; classtype:misc-attack; sid:13990; rev:22;)
```

b)

Рис. 2. Сигнатурное правило COA Snort с идентификатором: а) sid = 1762; б) sid = 13990

Fig. 2. ADS Snort Signature Rule with sid = 1762 (a) and sid = 13990 (b)

В данном сигнатурном правиле предполагается, что злоумышленник пытается выполнить атаку SQL-инъекции. Планируемый им к исполнению SQL-запрос передается в качестве GET-аргумента Web-серверу, взаимодействующему с SQL-базой данных. Признаком атаки считается положительное срабатывание регулярного выражения:

«`/union\s+(all\s+)?select\s+/Ui`»

над входным параметром, представленным как содержимое TCP-пакета, адресованного Web-серверу. В отличие от поиска подстрок, регулярные выражения направлены на охват существенно более широкого диапазона вариаций одной и той же атаки. В частности, за счет наличия модификатора  $i$ , указанного после символа прямого слеша, выполняется регистронезависимый поиск. Кроме того, такие последовательности, как «`A\s+B`» и «`C?`», позволяют игнорировать вставку незначащих пробелов между SQL-операторами, представленными как  $A$  и  $B$ , и задавать число непрерывных вхождений строки  $C$  как 0 или 1. Указанные особенности регулярных выражений позволяют покрывать сразу несколько SQL-команд, синтаксически реализованных по-разному, но отличий между которыми нет с точки зрения их конечного результата исполнения.

КС-грамматики являются надстройкой над классом регулярных выражений, что позволяет при помощи первых описывать рекурсивно вложенные друг в друга последовательности. В частности, использование такого механизма позволяет, как и в случаях поиска подстрок и регулярных выражений, проверять вхождения определенных символов, а также дополнительно исследовать окружение этих символов (например, проверять корректность парных скобок, обрамляющих эти символы).

В рассматриваемом случае ключевые слова  $\{w_0, \dots, w_k\}$  представляются как последовательность правил вывода, определенных КС-грамматикой, а предикаты  $\{G_0, \dots, G_k\}$  осуществляют проверку того, порождаются ли значения атрибутов  $\{f_0, \dots, f_k\}$ , извлеченных из сетевых пакетов, системой правил  $\{w_0, \dots, w_k\}$ . Например, в [3] для обнаружения каждой  $j$ -й сетевой атаки и описания шаблона нормального трафика приводится набор правил КС-грамматики  $\Gamma_j$ . Предварительно вычисленные значения атрибутов  $\{f_0, \dots, f_k\}$  сетевого соединения считаются принадлежащими  $j$ -му классу сетевой атаки, если последовательность  $\{f_0, \dots, f_k\}$  является одной из терминальных цепочек языка, порождаемого грамматикой  $\Gamma_j$ .

С увеличением числа сигнатурных правил снижается производительность систем, построенных на их основе. Сокращение времени поиска сигнатурного правила и исключение дублирующих или противоречивых правил может быть достигнуто за счет перехода к древовидной модели представления сигнатурных правил или к методам анализа конечных состояний. Так, предикаты  $G_i$ , повторяющиеся в разных правилах, обозначаются единой последовательностью ребер от корневой вершины строящегося дерева правил. Остальные предикаты создают уникальный путь до терминального листа, достижение которого рассматривается как положительное срабатывание соответствующего правила [4, 5].

В модели, построенной на основе анализа конечных состояний, становится возможным описывать многоуровневые атаки. За счет представления сигнатурного правила  $R$  в виде набора пар  $\{(cur\_state, trans\_cond) \rightarrow new\_state\}$  сохраняется история изменения значений наблюдаемых атрибутов  $\{f_0, \dots, f_k\}$ . При успешном выполнении усло-

вия `trans_cond` конечный автомат осуществляет переход в следующее состояние `new_state`, зависящее от его текущего состояния `cur_state` и значения функции смены состояния. В качестве систем, в которых был реализован подобный подход, стоит назвать систему USTAT [6], предназначенную для обнаружения атак на UNIX-хосты.

Другим примером является COA IDIOT [1, 7], в которой раскрашенные сети Петри применяются в качестве модели для обнаружения злоупотреблений в компьютерной сети. Последовательность действий злоумышленника представляется в виде ориентированного графа состояний, конечная вершина в котором представляет собой цель атакующего. Предлагаемая в [1, 7] раскрашенная сеть Петри характеризуется наличием не более одного направленного ребра между состоянием (узлом сети) и дальнейшим переходом. В ней присутствует ровно одно конечное состояние, при этом на количество начальных состояний такого ограничения нет.

Переход в новое состояние выполняется, если одновременно удовлетворяются оба следующих условия. Во-первых, логическое условие, представляющее собой результат определенного пользователем предиката, принимает истинное значение. Во-вторых, во всех состояниях, являющихся входными для данного перехода, размещается хотя бы один маркер. Далее при удовлетворении этих двух условий выполняется унификация формальных переменных, указанных в маркере, с реальными значениями атрибутов зафиксированного события. Указанным образом осуществляется движение маркера по сети Петри. Атака детектируется при перемещении маркера в терминальный узел. Определение вероятности перехода системы в скомпрометированное атакой состояние возможно при помощи другой модели, а именно скрытой марковской модели [8].

В случае команд значение атрибута  $f_i$  рассматривается как выходной результат исполнения некоторой пользовательской или системной функции. Это значение в дальнейшем используется для сравнения с заранее заданной или динамически вычисляемой пороговой величиной  $w_i$ . Здесь становится возможным аккумулировать характерные для сетевых соединений статистические показатели, например, частоту появления пакетов с флагами, указывающими на признак сканирования IP-хостов или портов, или количество открытых TCP-соединений на определенном порту сервера. Для добавления ответных реакций `act1` и / или `act2` на случай срабатывания и / или пропуска сигнатурного правила  $R(b)$  применяются экспертные системы, например, IDES [9] и EMERALD [10, 11], с продукционными правилами вида `IF  $\langle R(b) \rangle$  THEN  $\langle act1 \rangle$  [ELSE  $\langle act2 \rangle$ ]`. Такие системы характеризуют-

ся наличием базы знаний с механизмом обработки ее содержимого на основе методов вывода, например, прямого логического вывода и правила `modus ponens` [10–12], байесовского вывода [13] или нечеткого вывода [14].

### Математическая модель сигнатурного анализа сетевого трафика

Математическая модель сигнатурного анализа сетевого трафика описывается в виде выражения (1) и состоит из модели восстановления сетевых потоков данных (2) и моделей представления сигнатур (3). Рассмотрим эти модели более детально.

Разработанная модель  $M_1$  сигнатурного анализа сетевого трафика представляется как кортеж следующего вида:

$$M_1 = \langle E, V, H, M_2, \{M_3\} \rangle, \quad (1)$$

где  $E$  – множество направленных дуг, представляющих собой связи между сетевыми узлами;  $V$  – множество вершин, представляющих собой узлы внутри компьютерной сети  $H: E \rightarrow V \times V$  – отображение, сопоставляющее каждой дуге упорядоченную пару вершин и приписывающее наличие односторонней связи между соответствующими сетевыми узлами;  $M_2$  – модель восстановления сетевых потоков данных;  $\{M_3\}$  – модели представления сигнатур.

Запишем модель  $M_2$  восстановления сетевых потоков данных в виде следующего кортежа:

$$M_2 = \langle P, G, C, T \rangle, \quad (2)$$

где  $P = B^{[l:l]} \subset B^+$  – сетевые пакеты;  $B^{[l:l]}$  – байтовые цепочки длины не меньше  $l$  и не больше  $J$ ;  $G$  – функция извлечения типа протокола сетевого пакета:  $G: P \rightarrow \{IP, TCP, UDP, ICMP\}$ ;  $C$  – предикат проверки корректности заголовка и содержимого сетевого пакета (проверки контрольных сумм IP-, TCP-, UDP- и ICMP-пакетов):  $C: B^+ \rightarrow \{0, 1\}$ ,  $T$  – отображение, выполняющее склейку содержимого нескольких IP-фрагментов и реассемблирование нескольких TCP-сегментов:  $T: 2^P \rightarrow B^+$ .

Функционирование модели  $M_2$  описывается следующим образом. Каждый сетевой пакет представляет собой байтовую цепочку, длина которой не меньше  $l$  и не превосходит  $J$ . Для сетевого протокола IP эти величины принимают следующие значения:  $l_{IP} = 20$ ;  $J_{IP} = 65535$ . На практике значение  $J_{IP}$  сверху ограничено порогом максимальной единицы передачи (MTU, аббр. от англ. Maximum Transmission Unit), которая, в свою очередь, чаще всего установлена в значение 1500 байт (для ОС Linux и Windows). Для транспортного протокола TCP эти величины равны следующим значениям:  $l_{TCP} = 20$  (наименьший размер TCP-заголовка);  $J_{TCP} = J_{IP} - l_{IP} = 65515$ . Для транспортного протокола

UDP –  $I_{UDP} = 8$  (размер UDP-заголовка);  $J_{UDP} = J_{IP} - I_{IP} = 65515$ . Для сетевого протокола ICMP –  $I_{ICMP} = 8$  (размер ICMP-заголовка);  $J_{ICMP} = J_{IP} - I_{IP} = 65515$ . Перед выполнением процедуры склейки, свойственной для IP- и TCP-пакетов, выполняются функции определения типа протокола  $G$  и проверки контрольных сумм  $C$ .

Рассмотрим функцию  $G$  извлечения сетевого протокола. Для проверки того, что сырой пакет (т. е. байтовый поток данных, захваченных на сетевом интерфейсе и еще не обработанных сетевым стеком ОС) является действительно IP-пакетом, выполняется сдвиг на 12 байт, занятых под размещение MAC-адресов получателя и отправителя. Следующие за ними 2 байта предназначены для идентификации типа протокола нижележащего уровня, инкапсулированного в Ethernet-кадр. Если извлеченная двухбайтовая последовательность равна 2048 ( $0 \times 0800$ ), то пакет считается принадлежащим уровню IPv4, если 34525 ( $0 \times 86DD$ ) – IPv6. Для определения типа протокола пакета, вложен-

ного в IP-фрагмент, выполняется сдвиг на 9 байт, и извлекается следующий за ними 10-й байт, равенство которого 1 означает принадлежность к ICMP, 6 – TCP, 17 – UDP.

Функционирование предиката  $C$  оформлено в виде алгоритма, выполняющего проверку контрольной суммы сетевых пакетов на уровне протокола IP согласно спецификации RFC 1071 [15]. Разработанный алгоритм был расширен таким образом, чтобы осуществлялась проверка корректности также TCP-, UDP- и ICMP-пакетов посредством введения структуры псевдозаголовка [16].

Для описания отображения  $T$  рассмотрим алгоритмы IP-дефрагментации и TCP-реассемблирования, представленные на рисунках 3 и 4. В первом алгоритме выполняется объединение IP-сегментов, фрагментированных на уровне IP, в единый IP-пакет. Во втором алгоритме выполняется сборка содержимого, передаваемого в нескольких TCP-пакетах, в единую TCP-сессию.

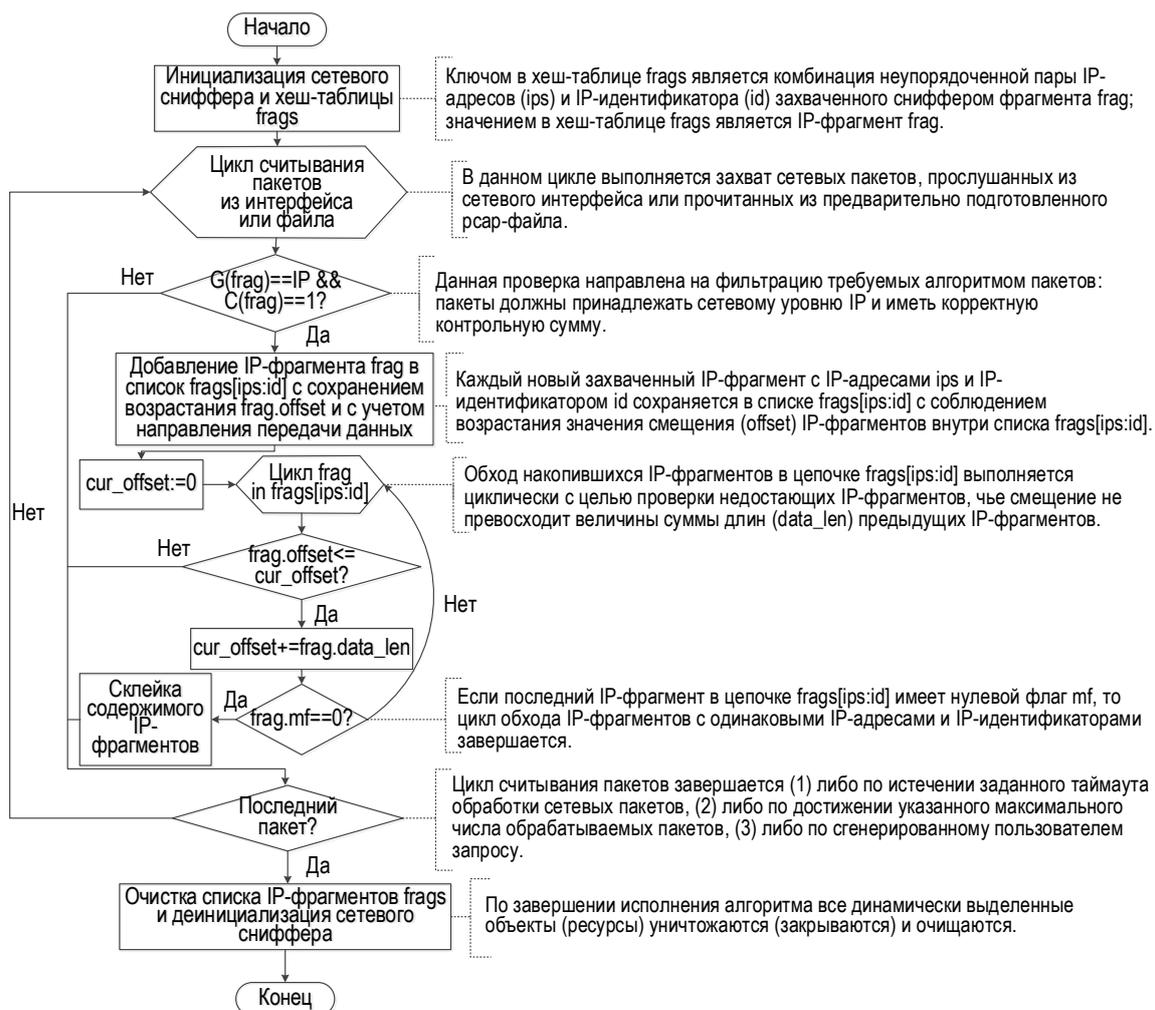


Рис. 3. Алгоритм дефрагментации IP-пакетов

Fig. 3. IP-Packet Defragmentation Algorithm

В алгоритме, блок-схема которого изображена на рисунке 3, для каждого IP-пакета осуществляется проверка его контрольной суммы. В случае ее некорректности такой пакет отбрасывается. В противном случае пакет добавляется в список, элементы которого состоят из IP-фрагментов, имеющих одинаковые пары IP-адресов и IP-идентификаторы (двухбайтовое поле identification в IP-заголовке). Во вложенном цикле выполняется обход накопившихся IP-фрагментов в порядке возрастания значения их поля смещения (fragment offset). Если присутствует недостающий IP-фрагмент, т. е. величина смещения очередного IP-фрагмента больше суммы величины смещения предыдущего и его длины, то сборка таких фрагментов прерывается. В противном случае выполняется склейка IP-фрагментов в единый IP-пакет при условии, что в последнем фрагменте бит MF (more\_fragment) установлен в нулевое значение.

При сборке TCP-пакетов в сессии (рисунок 4) формируется список, элементы которого идентифицируются при помощи двух сокетных пар (IP-адреса и порта источника, IP-адреса и порта назначения). Обход такого списка выполняется в порядке возрастания позиционных номеров (sequence numbers). Объединение данных, накопившихся в нескольких TCP-пакетах, выполняется в одном из следующих случаев, когда:

- иницируется сетевое соединение, т. е. в момент захвата на сетевом интерфейсе пакета с установленным флагом SYN;
- проталкиваются данные в буфер пользовательских приложений, т. е. при получении пакета с установленным флагом PSH;
- terminates сетевое соединение, т. е. в момент захвата на сетевом интерфейсе пакета с установленным флагом FIN или RST.

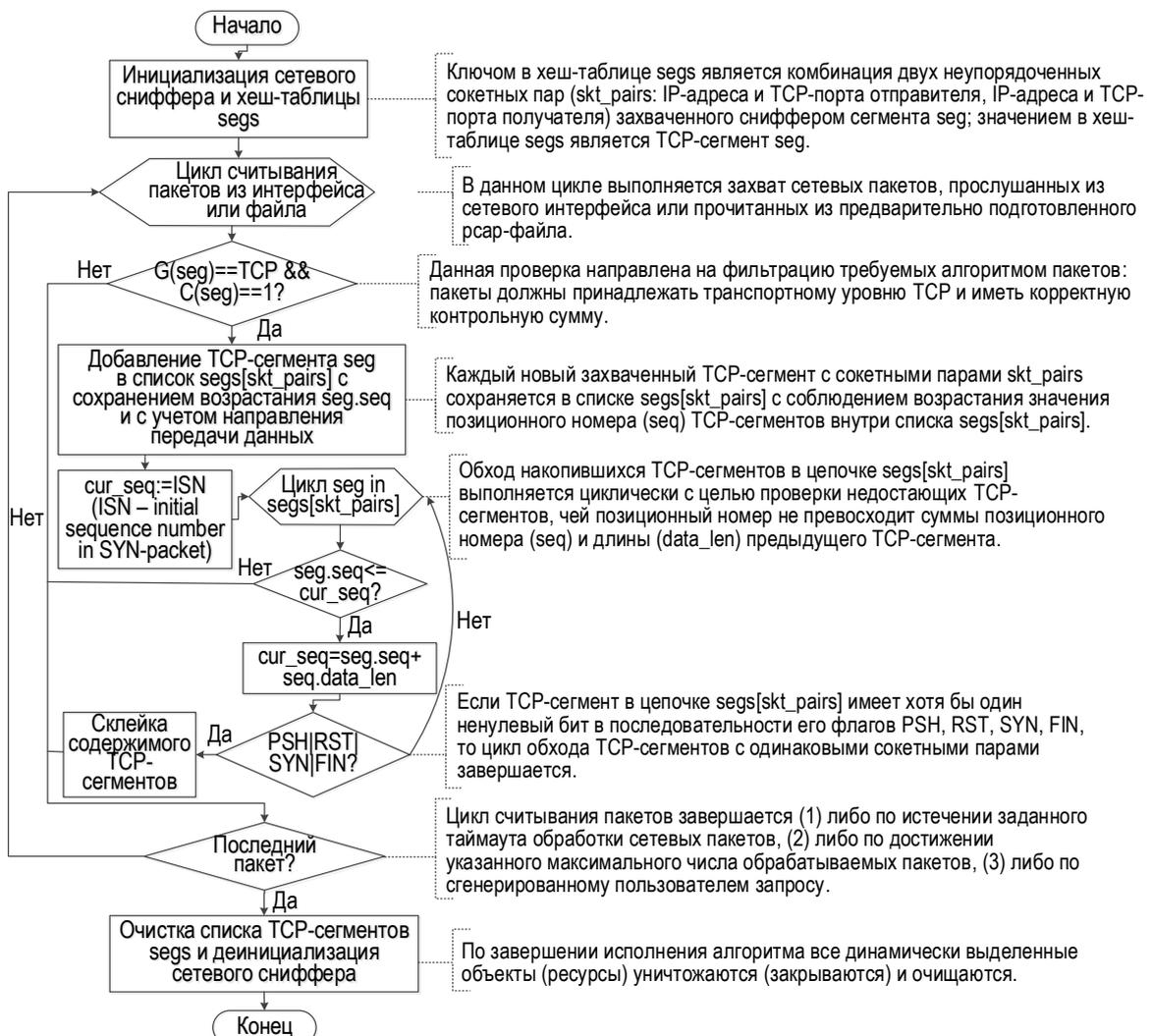


Рис. 4. Алгоритм реассемблирования данных, содержащихся в TCP-пакетах

Fig. 4. Algorithm for Reassembling Data Contained in TCP-Packets

После выполнения процедуры склейки при помощи отображения  $T$  анализируется контент, передаваемый в нескольких сетевых пакетах.

Для этой цели применяется модель  $M_3$  представления сигнатур, которая описывается следующим образом:

$$M_3 = \langle F, R, A \rangle, \quad (3)$$

где  $F: B^+ \rightarrow \{0, 1\}$  – булево правило фильтрации сетевых пакетов, выполняемое перед применением сигнатурного правила;  $R: B^+ \rightarrow \{0, 1\}$  – сигнатурное правило;  $A = \{a_1, a_2, \dots, a_n\}$  – действие, выполняемое при положительном срабатывании сигнатурного правила (т. е. если  $F(b) = 1 \wedge R(b) = 1$ , где  $b \in B^+$  – обрабатываемый поток данных).

Правило фильтрации применяется к полям отдельных сетевых пакетов и выполняется перед IP-дефрагментацией и TCP-реассемблированием. Это позволяет исключить из рассмотрения пакеты с неправильной контрольной суммой с противоречащими друг другу флагами в заголовках пакетов, а также с неизвестным типом протокола, инкапсулированного в IP-фрагмент. Сигнатурное правило представляет собой отображение, выполняющее поиск характерных признаков, однозначно указывающих на наличие вредоносности, внутри отдельных пакетов и сетевых потоков данных  $b \in B^+$ , таких что  $F(b) = 1$ .

Особенность данной модели заключается в универсальности представления сигнатурных правил, что позволяет без изменения структуры и содержания самой модели обогащать ее функционирование посредством добавления новых правил независимо от их конкретной реализации. Так, для эффективной реализации сигнатурных правил  $R$  могут использоваться конечные автоматы, расширенные посредством введения проактивного механизма определения первичных признаков проведения многошаговой атаки [17], сети Петри, дополненные нечеткими продукционными правилами [18], алгоритмы параллельного поиска подстрок, реализованные на графических процессорах [19], регулярные выражения, вычисляемые с поддержкой аппаратного ускорения [20].

Действие  $A$  включает в себя следующие шаги:

- запись в журнал регистрации системных событий ( $a_1$ );
- генерация уведомления через его отправку на электронную почту ( $a_2$ );
- игнорирование события ввиду его низкой приоритетности ( $a_3$ );
- добавление нового правила межсетевого экрана ( $a_4$ );
- принудительное завершение сетевого соединения ( $a_5$ );
- вызов другого (уточняющего) сигнатурного правила ( $a_6$ ).

## Эксперимент

В рамках проведенного эксперимента было выполнено сравнение разработанного сетевого анализатора (Sensor), в котором реализована представленная математическая модель сигнатурного анализа сетевого трафика, с такими COA, как Snort 2.9.8.2, Suricata 3.0.1 и Bro 2.4.1, при этом COA Suricata запускалась в двух режимах: однопоточном (Suricata<sup>S</sup>) и многопоточном (Suricata<sup>A</sup>). В таблице 1 приведены показатели ресурсопотребления и затрат по времени функционирования рассматриваемых COA.

ТАБЛИЦА 1. Показатели ресурсопотребления и затрат по времени функционирования COA

TABLE 1. Resource Consumption and Operating Time Indicators of ADSs

	$T^{(real)}$	$T^{(proc)}$	$V^{(pkpts)}$	$V^{(data)}$	$L^{(CPU)}$	$C^{(virt)}$	$C^{(resd)}$	$C^{(real)}$
Sensor	30,7	30,1	324,8	18949,1	83,6	233,4	201,6	198,5
Snort	65,7	51,3	190,2	11098,8	88,8	705,7	422,2	416,9
Suricata <sup>S</sup>	53,1	46,6	209,5	12223,1	141,9	617,4	303,8	296,7
Suricata <sup>A</sup>	102,7	96,2	101,5	5923,7	193,3	914,1	318,7	311,6
Bro	184,7	160,8	60,7	3543,6	116,0	972,2	634,4	625,4

При вычислении указанных показателей использовался pcap-файл объемом 709 МБ, содержащий ровно 10 млн сетевых пакетов.

Среди вычисляемых показателей были выбраны следующие восемь критериев:

- 1)  $T^{(real)}$  – общее время функционирования (сек.);
- 2)  $T^{(proc)}$  – время обработки пакетов (общее время функционирования без учета времени инициализации и освобождения ресурсов sniffера), измеряемое в сек.;
- 3)  $V^{(pkpts)}$  – количество обрабатываемых килопакетов за единицу времени (сек.<sup>-1</sup>);
- 4)  $V^{(data)}$  – количество обрабатываемых килобайтов за единицу времени (сек.<sup>-1</sup>);
- 5)  $L^{(CPU)}$  – суммарная загрузка виртуальных ядер центрального процессора (%);
- 6)  $C^{(virt)}$  – размер потребляемой виртуальной памяти (МБ);
- 7)  $C^{(resd)}$  – размер потребляемой резидентной памяти (МБ);
- 8)  $C^{(real)}$  – размер потребляемой реальной памяти (МБ).

Запуск каждой COA осуществлялся 100 раз для получения усредненной оценки выбранных показателей. При проведении эксперимента использовалось оборудование, включающее виртуальную машину на базе ОС Debian Jessie 8.4 со следующей конфигурацией: размер оперативной памяти 1536 МБ, ЦПУ Intel Core i5-2400 3140.366 МГц, размер кэша третьего уровня 6144 КВ, число виртуальных процессоров 3.

Разработанный анализатор демонстрирует наилучшие показатели среди остальных сравни-

ваемых СОА. Средняя скорость обработки сетевых пакетов при помощи данного программного инструмента составляет  $324,8 \times 1024$  сек.<sup>-1</sup>, что более чем в 1,5 раза превышает аналогичный показатель, демонстрируемый Suricata в режиме single, при этом размер потребляемой анализатором реальной памяти почти в 1,5 раза ниже, чем у указанной СОА. Столь существенный выигрыш оказался возможным благодаря разработанным в [21] механизмам fnv-хеширования сетевых соединений и преаллокации памяти для хранения записей об активных сетевых соединениях.

### Заключение

Значимость полученных результатов – экспериментальной и сравнительной оценки разработанной модели, а также формализованного представления процесса сигнатурного анализа сетевого трафика в виде модельно-алгоритмического аппарата – состоит в следующем.

Предложенная математическая модель сигнатурного анализа сетевого трафика базируется на теориях множеств и поиска информации, приемах параллельного и сетевого программирования, обеспечивает высокую скорость выявления сетевых атак и позволяет выполнять поиск нарушений

в компьютерной сети с заданными связями между узлами.

Разработанная модель восстановления сетевых потоков данных позволяет осуществлять поиск вредоносной последовательности команд, передаваемой в нескольких отдельных пакетах и TCP-сессиях. Это достигается за счет применения разработанных алгоритмов дефрагментации IP-пакетов и реассемблирования TCP-пакетов.

Спроектированная модель представления сигнатур обеспечивает полное покрытие известных шаблонов сетевых атак за счет универсальности представления сигнатурного правила, которое может функционировать как конечный автомат, сеть Петри, алгоритм поиска подстрок или регулярное выражение.

В результате проведенного эксперимента было достигнуто улучшение показателей оперативности и ресурсопотребления реализованного программного анализатора в 1,5 раза по сравнению с аналогичными показателями, вычисленными для СОА Snort, Suricata и Bro.

Направление дальнейших исследований включает разработку и оптимизацию алгоритмов автоматической генерации сигнатурных правил с использованием деревьев решений [22] и приемов генетического программирования [23].

### Список источников

1. Kumar S., Spafford E.H. A Pattern Matching Model for Misuse Intrusion Detection // Proceedings of the 17th National Computer Security Conference (NIST, Baltimore, USA, 11–14 October 1994). 1994. Vol. 1. PP. 11–21.
2. Браницкий А.А. Программные способы повышения эффективности функционирования сетевых сигнатурных систем обнаружения атак // VII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании» (АПИНО, Санкт-Петербург, Российская Федерация, 28 февраля – 01 марта 2018 г.). СПб.: СПбГУТ, 2018. Т. 1. С. 118–123. EDN:XSUFGX
3. Gowrison G., Ramar K., Muneeswaran K., Revathi T. Efficient context-free grammar intrusion detection system // International Journal of Innovative Computing Information and Control. 2011. Vol. 7. Iss. 8. PP. 4779–4788.
4. Kazachkin D.S., Gamayunov D.Y. Network traffic analysis optimization for signature-based intrusion detection systems // Proceedings of the Spring/Summer Young Researchers' Colloquium on Software Engineering. 2008. Iss. 2. DOI:10.15514/SYRBOSE-2008-2-5
5. Kruegel C., Toth T. Using Decision Trees to Improve Signature-Based Intrusion Detection // Proceedings of the 6th International Symposium on Recent Advances in Intrusion Detection (RAID 2003, Pittsburgh, USA, 8–10 September 2003). Lecture Notes in Computer Science. Berlin, Heidelberg: Springer, 2003. Vol. 2820. PP. 173–191. DOI:10.1007/978-3-540-45248-5\_10
6. Ilgun K., Kemmerer R.A., Porras P.A. State transition analysis: A rule-based intrusion detection approach // IEEE Transactions on Software Engineering. 1995. Vol. 21. Iss. 3. PP. 181–199. DOI:10.1109/32.372146
7. Kumar S., Spafford E.H. A Software Architecture to Support Misuse Intrusion Detection // Proceedings of the 18th National Information Security Conference (NIST, Baltimore, USA, 10–13 October 1995). 1995. Vol. 1. PP. 194–204.
8. Zhang X., Wu T., Zheng Q., Zhai L., Hu H., Yin W., et al. Multi-Step Attack Detection Based on Pre-Trained Hidden Markov Models // Sensors. 2022. Vol. 22. Iss. 8. P. 2874. DOI:10.3390/s22082874
9. Lunt T.F., Tamaru A., Gillham F. A Real-Time Intrusion Detection Expert System (IDES). Final Technical Report for SRI Project 6784. 1992.
10. Lindqvist U., Porras P.A. eXpert-BSM: A host-based intrusion detection solution for Sun Solaris // Seventeenth Annual Computer Security Applications Conference (New Orleans, USA, 10–14 December 2001). IEEE, 2001. PP. 240–251. DOI:10.1109/ACSAC.2001.991540
11. Lindqvist U., Porras P.A. Detecting computer and network misuse through the production-based expert system toolset (P-BEST) // Proceedings of the 1999 IEEE Symposium on Security and Privacy (Oakland, USA, 14–14 May 1999). IEEE, 1999. PP. 146–161. DOI:10.1109/SECPRI.1999.766911

12. Kim H.J., Choi J. Recommendations for Responding to System Security Incidents Using Knowledge Graph Embedding // *Electronics*. 2023. Vol. 13. Iss. 1. P. 171. DOI:10.3390/electronics13010171
13. Wang Y., Jere S., Banerjee S., Liu L., Shetty S., Dayekh S. Anonymous Jamming Detection in 5G with Bayesian Network Model Based Inference Analysis // *Proceedings of the 23rd International Conference on High Performance Switching and Routing (HPSR, Taicang, China, 06–08 June 2022)*. IEEE, 2022. PP. 151–156. DOI:10.1109/HPSR54439.2022.9831286
14. Almseidin M., Al-Sawwa J., Alkasassbeh M., Alweshah M. On detecting distributed denial of service attacks using fuzzy inference system // *Cluster Computing*. 2023. Vol. 26. Iss. 2. PP. 1337–1351. DOI:10.1007/s10586-022-03657-5
15. Braden R., Borman D., Partridge C. RFC 1071: Computing the Internet Checksum. 1988. URL: <https://dl.acm.org/doi/pdf/10.17487/RFC1071> (Accessed 22.08.2025)
16. Fall K.R., Stevens W.R. TCP/IP illustrated. Addison-Wesley Professional, 2012. Vol. 1. 1008 p.
17. Laraba A., François J., Chrisment I., Chowdhury S.R., Boutaba R. Detecting Multi-Step Attacks: A Modular Approach for Programmable Data Plane // *NOMS 2022-2022 IEEE/IFIP Network Operations and Management Symposium (Budapest, Hungary, 25–29 April 2022)*. IEEE Press, 2022. PP. 1–9. DOI:10.1109/NOMS54207.2022.978993
18. Madhloom J.K., Noori Z.H., Ebis S.K., Hassen O.A., Darwish S.M. An Information Security Engineering Framework for Modeling Packet Filtering Firewall Using Neutrosophic Petri Nets // *Computers*. 2023. Vol. 12. Iss. 10. P. 202. DOI:10.3390/computers12100202
19. Браницкий А.А. Алгоритмы параллельного поиска шаблонных подстрок при реализации сигнатурных правил СОА // *Региональная информатика и информационная безопасность: сборник трудов конференции (Санкт-Петербург, Российская Федерация, 01–03 ноября 2017 г.)*. СПб.: Санкт-Петербургское Общество информатики, вычислительной техники, систем связи и управления, 2017. Т. 4. С. 210–212. EDN:XTONUL
20. Thota K.K., Raj R.J.R. Efficient Regular Expression Matching and Hardware-Accelerated Finite Automata Pattern Recognition in NIDS // *Proceedings of the 6th International Conference on Recent Trends in Advance Computing (ICRTAC, Chennai, India, 14–15 December 2023)*. IEEE, 2023. PP. 349–353. DOI:10.1109/ICRTAC59277.2023.10480760
21. Браницкий А.А. Обнаружение аномальных сетевых соединений на основе гибридизации методов вычислительного интеллекта. Дис. ... канд. тех. наук. СПб.: Санкт-Петербургский Федеральный исследовательский центр РАН, 2018. 305 с. EDN:OQGUHC
22. Febrita R.E., Hakim L., Utomo A.P. The Implementation of Machine Learning for Optimizing Network-Based Intrusion Detection in the Snort Application // *Proceedings of the 6th International Seminar on Research of Information Technology and Intelligent Systems (ISRITI, Batam, Indonesia, 11–12 December 2023)*. 2023. PP. 141–147. DOI:10.1109/ISRITI60336.2023.10467566
23. Makanju A., LaRoche P., Zincir-Heywood A.N. A Comparison Between Signature and Machine Learning Based Detectors. URL: <https://citeseerx.ist.psu.edu/document?repid=rep1&type=pdf&doi=16e92def7fca8e41894e875f2eb9d4118a4d09df> (Accessed 22.08.2025)

## References

1. Kumar S., Spafford E.H. A Pattern Matching Model for Misuse Intrusion Detection. *Proceedings of the 17th National Computer Security Conference, NIST, 11–14 October 1994, Baltimore, USA, vol.1*. 1994. p.11–21.
2. Branitskiy A. Software Ways for Enhancing the Effectiveness of the Network-Based Signature Attack Detection Systems. *Proceedings of the VIIth International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 28 February – 1 March 2018, St. Petersburg, Russian Federation, vol.1*. St. Petersburg: Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2018. p.118–123. (in Russ.) EDN:XSUFGX
3. Gowrison G., Ramar K., Muneeswaran K., Revathi T. Efficient context-free grammar intrusion detection system. *International Journal of Innovative Computing Information and Control*. 2011;7(8):4779–4788.
4. Kazachkin D. S., Gamayunov D. Y. Network traffic analysis optimization for signature-based intrusion detection systems. *Proceedings of the Spring/Summer Young Researchers' Colloquium on Software Engineering*. 2008;2. DOI:10.15514/SYRCOSE-2008-2-5
5. Kruegel C., Toth T. Using Decision Trees to Improve Signature-Based Intrusion Detection. *Proceedings of the 6th International Symposium on Recent Advances in Intrusion Detection, RAID 2003, 8–10 September 2003, Pittsburgh, USA. Lecture Notes in Computer Science, vol.2820*. Berlin, Heidelberg: Springer; 2003. p.173–191. DOI:10.1007/978-3-540-45248-5\_10
6. Ilgun K., Kemmerer R. A., Porras P. A. State transition analysis: A rule-based intrusion detection approach. *IEEE Transactions on Software Engineering*. 1995;21(3):181–199. DOI:10.1109/32.372146
7. Kumar S., Spafford E.H. A Software Architecture to Support Misuse Intrusion Detection. *Proceedings of the 18th National Information Security Conference, NIST, 10–13 October 1995, Baltimore, USA, vol.1*. 1995. p.194–204.
8. Zhang X., Wu T., Zheng Q., Zhai L., Hu H., Yin W., et al. Multi-Step Attack Detection Based on Pre-Trained Hidden Markov Models. *Sensors*. 2022;22(8):2874. DOI:10.3390/s22082874
9. Lunt T.F., Tamaru A., Gillham F. *A Real-Time Intrusion Detection Expert System (IDES). Final Technical Report for SRI Project 6784*. 1992.
10. Lindqvist U., Porras P.A. eXpert-BSM: A host-based intrusion detection solution for Sun Solaris. *Seventeenth Annual Computer Security Applications Conference, 10–14 December 2001, New Orleans, USA*. IEEE; 2001. p.240–251. DOI:10.1109/ACSAC.2001.991540
11. Lindqvist U., Porras P.A. Detecting computer and network misuse through the production-based expert system toolset (P-BEST). *Proceedings of the 1999 IEEE Symposium on Security and Privacy, 14–14 May 1999, Oakland, USA*. IEEE; 1999. p.146–161. DOI:10.1109/SECPRI.1999.766911

12. Kim H.J., Choi J. Recommendations for Responding to System Security Incidents Using Knowledge Graph Embedding. *Electronics*. 2023;13(1):171. DOI:10.3390/electronics13010171
13. Wang Y., Jere S., Banerjee S., Liu L., Shetty S., Dayekh S. Anonymous Jamming Detection in 5G with Bayesian Network Model Based Inference Analysis. *Proceedings of the 23rd International Conference on High Performance Switching and Routing, HPSR, 06–08 June 2022, Taicang, China*. IEEE; 2022. p.151–156. DOI:10.1109/HPSR54439.2022.9831286
14. Almseidin M., Al-Sawwa J., Alkasassbeh M., Alweshah M. On detecting distributed denial of service attacks using fuzzy inference system. *Cluster Computing*. 2023;26(2):1337–1351. DOI:10.1007/s10586-022-03657-5
15. Braden R., Borman D., Partridge C. *RFC 1071: Computing the Internet Checksum*. 1988. URL: <https://dl.acm.org/doi/pdf/10.17487/RFC1071> [Accessed 22.08.2025]
16. Fall K.R., Stevens W.R. *TCP/IP illustrated, vol.1*. Addison-Wesley Professional, 2012. 1008 p.
17. Laraba A., François J., Chrisment I., Chowdhury S.R., Boutaba R. Detecting Multi-Step Attacks: A Modular Approach for Programmable Data Plane. *NOMS 2022-2022 IEEE/IFIP Network Operations and Management Symposium, 25–29 April 2022, Budapest, Hungary*. IEEE Press; 2022. p.1–9. DOI:10.1109/NOMS54207.2022.978993.
18. Madhloom J.K., Noori Z.H., Ebis S.K., Hassen O.A., Darwish S.M. An Information Security Engineering Framework for Modeling Packet Filtering Firewall Using Neutrosophic Petri Nets. *Computers*. 2023;12(10):202. DOI:10.3390/computers12100202
19. Branitskiy A.A. Algorithms for parallel search of template substrings in the implementation of signature rules of ADSs. *Regional Informatics and Information Security: Conference Proceedings, 1–3 November 2017, St. Petersburg, Russian Federation, vol.4*. St. Petersburg: Saint-Petersburg Society for Informatics, Computer Engineering, Communications and Control Systems Publ.; 2017. p.210–212. EDN:XTONUL
20. Thota K.K., Raj R.J.R. Efficient Regular Expression Matching and Hardware-Accelerated Finite Automata Pattern Recognition in NIDS. *Proceedings of the 6th International Conference on Recent Trends in Advance Computing, 14–15 December 2023, ICRTAC, Chennai, India*. IEEE; 2023. p.349–353. DOI:10.1109/ICRTAC59277.2023.10480760
21. Branitskiy A.A. *Detection of Anomalous Network Connections Based on Hybridization of Computational Intelligence Methods*. Ph.D. Dissertation. St. Petersburg: St. Petersburg Federal Research Center of the Russian Academy of Sciences Publ.; 2018. 305 p. (in Russ.) EDN:OQGUHC
22. Febrita R.E., Hakim L., Utomo A.P. The Implementation of Machine Learning for Optimizing Network-Based Intrusion Detection in the Snort Application. *Proceedings of the 6th International Seminar on Research of Information Technology and Intelligent Systems, ISRITI, 11–12 December 2023, Batam, Indonesia*. 2023. p.141–147. DOI:10.1109/ISRITI60336.2023.10467566
23. Makanju A., LaRoche P., Zincir-Heywood A.N. *A Comparison Between Signature and Machine Learning Based Detectors*. URL: <https://citeseerx.ist.psu.edu/document?repid=rep1&type=pdf&doi=16e92def7fca8e41894e875f2eb9d4118a4d09df> (Accessed 22.08.2025)

Статья поступила в редакцию 14.03.2025; одобрена после рецензирования 18.07.2025; принята к публикации 18.07.2025.

The article was submitted 14.03.2025; approved after reviewing 18.07.2025; accepted for publication 18.07.2025.

## Информация об авторах:

**БРАНИЦКИЙ**  
Александр Александрович

кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры защищенных систем связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  
 <https://orcid.org/0000-0003-3104-0622>

**БРАНИЦКАЯ**  
Наталья Алексеевна

заместитель начальника отдела международного образовательного сотрудничества Санкт-Петербургского государственного университета  
 <https://orcid.org/0009-0001-5629-6715>

Авторы сообщают об отсутствии конфликтов интересов.

The authors declare no conflicts of interests.

Научная статья

УДК 65.011.56

<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-4-118-128>

EDN:VKMQIQ



# Методика обоснования робастных решений по управлению производством холдинга химической промышленности

- ✉ Роман Михайлович Вивчарь<sup>1</sup>, vivchar.rm@sut.ru
- Михаил Евгеньевич Коваленко<sup>2</sup>, Mikhail.Kovalenko@zyfra.com
- Дмитрий Сергеевич Дмитриенко<sup>2</sup>, Dmitriy.Dmitrienko@zyfra.com
- Алексей Игоревич Смирнов<sup>3</sup>, ASmirnov4@phosagro.ru
- Сергей Александрович Черкасов<sup>3</sup>, SCherkasov@phosagro.ru
- Алексей Иванович Зайцев<sup>1</sup>, cio@sut.ru
- Руслан Валентинович Киричек<sup>1</sup>, kirichek@sut.ru

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

<sup>2</sup>ООО «Цифра», Москва, 119311, Российская Федерация

<sup>3</sup>АО «Апатит», Череповец, 162625, Российская Федерация

## Аннотация

**Актуальность** исследования обусловлена необходимостью определения решений по управлению производством, которые обеспечивают требуемую эффективность его функционирования при воздействии различных возмущающих факторов. **Цель исследования:** изыскание направлений повышения эффективности функционирования производства за счет усовершенствования автоматизированной системы управления им. В ходе исследования с помощью имитационного моделирования процесса функционирования производства и обработки его результатов **методами** Розенблатта – Парзена и численного  $n$ -кратного интегрирования определены вероятности достижения комплекса целей. Данные вероятности позволили сформировать область допустимых решений по управлению функционированием производством и с помощью метода центроидов выбрать оптимальное по критерию робастности решение.

**Результаты.** Разработана методика обоснования робастных решений по управлению производством холдинга химической промышленности. **Новизна.** Предложенная методика отличается от известных использованием для нахождения оптимального решения критерия максимизации показателя робастности, что способствует нахождению решений, обеспечивающих достижение комплекса целей функционирования производства даже при наличии непредвиденных обстоятельств или внешних возмущающих воздействий в будущем. **Практическая значимость.** Реализация предложенной методики в составе существующего математического обеспечения автоматизированной системы управления производством холдинга химической промышленности позволит обеспечить внедрение проактивного подхода в практику управления производством и существенно повысить эффективность этого процесса.

**Ключевые слова:** автоматизированная система управления производством холдинга химической промышленности, робастность, управление функционированием производства, вероятность достижения комплекса целей функционирования производства

**Ссылка для цитирования:** Вивчарь Р.М., Коваленко М.Е., Дмитриенко Д.С., Смирнов А.И., Черкасов С.А., Зайцев А.И., Киричек Р.В. Методика обоснования робастных решений по управлению производством холдинга химической промышленности // Труды учебных заведений связи. 2025. Т. 11. № 4. С. 118–128. DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-4-118-128. EDN:VKMQIQ

Original research  
<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-4-118-128>  
EDN:VKMQIQ

# Methodology for Justifying Robust Solutions for Managing the Production of a Chemical Industry Holding

 **Roman M. Vivchar**<sup>1</sup> ✉, [vivchar.rm@sut.ru](mailto:vivchar.rm@sut.ru)  
 **Mikhail E. Kovalenko**<sup>2</sup>, [Mikhail.Kovalenko@zyfra.com](mailto:Mikhail.Kovalenko@zyfra.com)  
 **Dmitry S. Dmitrienko**<sup>2</sup>, [Dmitriy.Dmitrienko@zyfra.com](mailto:Dmitriy.Dmitrienko@zyfra.com)  
 **Aleksey I. Smirnov**<sup>3</sup>, [ASmirnov4@phosagro.ru](mailto:ASmirnov4@phosagro.ru)  
 **Sergey A. Cherkasov**<sup>3</sup>, [SCherkasov@phosagro.ru](mailto:SCherkasov@phosagro.ru)  
 **Aleksey I. Zaitsev**<sup>1</sup>, [cio@sut.ru](mailto:cio@sut.ru)  
 **Ruslan V. Kirichek**<sup>1</sup>, [kirichek@sut.ru](mailto:kirichek@sut.ru)

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

<sup>2</sup>Cifra LLC, Moscow, 119311, Russian Federation

<sup>3</sup>Apatit JSC, Cherepovets, 162625, Russian Federation

## Annotation

The **relevance** of the study is determined by the need to identify production management solutions that ensure the required efficiency of its functioning under the influence of various disturbing factors.

**Research objective:** to identify ways to improve production efficiency by upgrading the automated production management system. During the study, simulation modeling of the production process and processing of its results using Rosenblatt – Parzen **methods** and numerical n-fold integration were used to determine the probabilities of achieving a set of objectives. These probabilities made it possible to form a range of acceptable solutions for managing production operations and, using the centroid method, to select the optimal solution in terms of robustness.

**Results.** A methodology has been developed for justifying robust solutions for managing the production of a chemical industry holding company.

**Novelty.** The proposed methodology differs from existing ones in that it uses the criterion of maximizing robustness to find the optimal solution, which helps to find solutions that ensure the achievement of a set of production objectives even in the event of unforeseen circumstances or external disturbances in the future.

**Practical significance.** Implementing the proposed methodology as part of the existing mathematical support for the automated production management system of the chemical industry holding company will enable the introduction of a proactive approach to production management practices and significantly improve the efficiency of this process.

**Keywords:** automated production management system for the chemical industry holding, robustness, production functioning management, probability of achieving a set of production functioning goals

**For citation:** Vivchar R.M., Kovalenko M.E., Dmitrienko D.S., Smirnov A.I., Cherkasov S.A., Zaitsev A.I., Kirichek R.V. Methodology for Justifying Robust Solutions for Managing the Production of a Chemical Industry Holding. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2025; 11(4):118–128. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-4-118-128. EDN:VKMQIQ

## Введение

Производство в необходимом количестве и с требуемым качеством минеральных удобрений

является одной из ключевых задач, направленных на обеспечение продовольственной безопасности Российской Федерации.

Для решения этой задачи в большинстве ведущих предприятий по производству минеральных удобрений активно внедряются средства автоматизации производства. Одним из таких примеров является акционерное общество «Апатит», входящее в группу компаний «ФосАгро» и использующее разработанную отечественную автоматизированную систему управления производством (АСУП). Качество работы этой системы напрямую определяет достижение целевых показателей производства. Исходя из этого, АО «Апатит» в настоящее время проводит работу по совершенствованию существующей АСУП в области ее математического обеспечения. Ключевым элементом этого совершенствования является замена существующей концепции управления производством на принципиально новую, основанную на использовании проактивного подхода. Его сущность заключается в предвидении и устранении будущих проблем за счет использования совокупности проактивных стратегий управления: превентивной, предиктивной и суперактивной [1].

Реализация проактивного подхода к управлению производством предполагает внедрение в существующее математическое обеспечение АСУП методов обоснования оптимальных проактивных решений, позволяющих обеспечить максимальную вероятность достижения комплекса целей функционирования производства (КЦФП) –  $P^{\max}$ . Таковыми целями, например, могут являться обеспечение требуемого качества продукции, оперативности ее выпуска, экономичности и безопасности производства.

В настоящее время существует множество теоретически подкрепленных моделей и методов обоснования решений, позволяющих получить наилучшие результаты с точки зрения обеспечения максимальной вероятности достижения их целей [2–7]. Однако реальные условия функционирования производства характеризуются наличием различного рода возмущающих факторов, которые оказывают влияние на этот процесс и могут существенным образом снижать фактическую вероятность достижения КЦФП. Эти факторы обладают стохастической природой, делая точное предвидение их воздействия очень затруднительным.

На примере рисунка 1 демонстрируется влияние возмущающего фактора  $F^{\text{воз}}$  на вероятность  $P$  успешного достижения комплекса заданных целей. Этот фактор вносит изменения в один из параметров производства, например, продолжительность доставки сырья  $t_{\text{дос}}$ . Допустим, что в результате обоснования решения по управлению производством необходимая продолжительность  $t_{\text{дос}}$ , позволяющая обеспечить максимальную вероятность достижения КЦФП, получилась равной 100 часам. Следовательно, при выборе поставщика

сырья и параметров логистики его доставки нужно исходить из того, что  $t_{\text{дос}} = 100$  ч. Однако в реальной ситуации доставка сырья может столкнуться с непредвиденными задержками (например, из-за задержек при погрузке или аварии транспорта), что приводит к увеличению затрачиваемого на это времени.

На рисунке 1 показано, что оптимальное по критерию максимизации вероятности обеспечения комплекса целей производства решение не всегда является верным, поскольку при воздействии малейшего возмущения  $F^{\text{воз}}$ , приводящего к изменению  $t_{\text{дос}}$ , отмечается резкое снижение  $P$  ниже допустимого уровня  $P^{\text{доп}}$ . Рисунок 1 также демонстрирует, как изменится вероятность  $P$  в случае изменения  $t_{\text{дос}}$  под воздействием возмущения  $F^{\text{воз}}$  ( $t_{\text{дос}} = 78$  ч., характеризующегося вероятностью  $P_2 < P_1$ ): вероятность  $P$  также снизится, но не ниже допустимого значения  $P^{\text{доп}}$ .

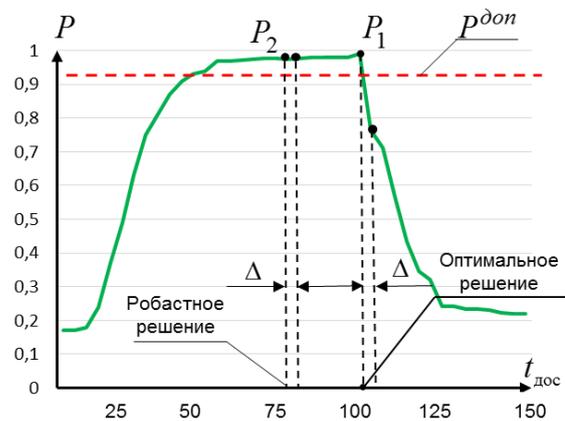


Рис. 1. Изменение вероятности достижения КЦФП при воздействии  $F^{\text{воз}}$  при выборе различных решений

Fig. 1. Change in the probability of achieving the Set of Goals under the  $F^{\text{воз}}$  Influence when Choosing Different Solutions

Учитывая приведенные случаи, возникает потребность в определении таких решений по управлению производством, которые обеспечивают требуемую вероятность достижения КЦФП даже при воздействии различных возмущающих факторов, то есть обладают свойством робастности (способностью управлять производством, обеспечивая требуемые показатели эффективности функционирования в условиях воздействия на него возмущающих факторов). Такое определение свойства робастности базируется на принципе гарантированного результата, описанном в [8]. Данный принцип предполагает выбор такого варианта решения задачи, который обеспечивает соблюдение всех заданных условий в любой ситуации внешнего воздействия и гарантирует достижение оптимального результата при самом неблагоприятном из возможных внешних воздействий. Вышеизложенные факты подчеркивают важность обоснования робастных решений в процессе функционирования АСУП.

**Анализ существующего научно-методического аппарата обоснования робастных решений по управлению функционированием сложных организационно-технических систем**

Для обоснования робастных решений по управлению производством в составе математического обеспечения АСУП должен присутствовать соответствующий научно-методический аппарат. Анализ предметной области показал, что вопросы обоснования робастных решений находились в поле видения многих исследователей из различных сфер деятельности, например, работы [9–15], в результате чего была разработана значительная совокупность подходов по обоснованию робастных решений [16–20].

В [16] освещаются различные подходы к процессу принятия управленческих решений в рамках российских промышленных предприятий. Важным аспектом здесь выступает долгосрочная эффективность принятых решений, оцениваемая через их способность обеспечить конкурентное преимущество на протяжении длительного времени. Тем не менее, данный обзор не предлагает конкретных методик или инструментов для реализации этих подходов в условиях определенной организации, также не приводится математической формализации исследуемых концепций.

В публикации [17] описывается методика, нацеленная на оценку показателей устойчивости и робастности экономических систем, способная проводить общий анализ этих показателей, оценивать взаимное влияние различных факторов и их вклад в устойчивость и робастность экономических систем различной степени комплексности. Описанный подход включает в себя формирование интегрированной оценки устойчивости и робастности, опираясь на экономические, экологические и социальные аспекты данной оценки в качестве ключевых параметров. Однако методика имеет ряд ограничений: во-первых, анализ ограничивается всего тремя параметрами, что может не отражать всю полноту картины; во-вторых, не предложен четкий механизм для достижения множества целей системы; в-третьих, отсутствуют разработанные инструменты для восстановления устойчивости и робастности экономических систем при ее нарушении.

В источнике [18] подход к решению задач адаптивного управления в контексте устойчивого развития аграрных предприятий описывается на качественном уровне. Процесс разработки решений для обеспечения устойчивой работы организации не подвергается строгой формализации.

Подход к анализу робастности технических систем, описанный в [19, 20], предоставляет возможность выявить, будет ли система находиться в робастном, в пределе своей робастности, или неробастном состоянии на протяжении заданного временного интервала. Однако авторы не уточняют алгоритм действий, который следует применять при выявлении неустойчивости системы.

Анализ научно-методических подходов в сфере управления устойчивостью и робастностью сложных организационно-технических систем позволяет сделать вывод, что текущие ограничения обуславливают невозможность их использования в составе математического обеспечения АСУП холдинга химической промышленности.

Целью настоящей статьи является представление методики обоснования робастных решений по управлению производством холдинга химической промышленности, реализация основных положений которой станет частью усовершенствования математического обеспечения АСУП для повышения эффективности ее функционирования.

**Описание основных этапов методики обоснования робастных решений по управлению производством холдинга химической промышленности**

Учитывая, что внешние возмущающие факторы вызывают отклонения параметров производства в обе стороны, робастным считается такое решение  $\vec{r}^*$ , которое предусматривает, что отклонения данных параметров под влиянием внешних возмущающих факторов, при которых гарантируются достижение КЦФП, принимают максимальные значения.

Формально задача поиска робастного решения по управлению производством холдинга химической промышленности может быть представлена в следующем виде:

$$\vec{r}^* = \underset{\vec{r} \in \Psi}{\operatorname{argmax}} \Delta(\vec{r}), \tag{1}$$

где  $\vec{r}$  – вектор, характеризующий параметры решения по управлению производством холдинга химической промышленности;  $\Delta$  – показатель робастности, характеризующий максимальное изменение значений параметров производства под воздействием возмущающих факторов, при котором гарантируется достижение КЦФП (2);  $\Delta_{r_1}^B, \Delta_{r_1}^H, \dots, \Delta_{r_l}^B, \Delta_{r_l}^H$  – верхние и нижние границы отклонения параметров производства от выбранного решения, при которых вероятность достижения КЦФП лежит в области допустимых требований.

$$\Delta = \min \begin{cases} \min (\Delta_{r_1}^B(\vec{r}), \Delta_{r_1}^H(\vec{r})) \\ \dots \\ \min (\Delta_{r_l}^B(\vec{r}), \Delta_{r_l}^H(\vec{r})) \end{cases} \tag{2}$$

Анализ результатов решения задачи (1) показал, что оптимальным решением по критерию максимизации запаса робастности будет решение, лежащее в центре области допустимых значений параметров производства. Так как область допустимых значений параметров производства холдинга химической промышленности представляет собой  $i$ -мерную фигуру, то центром такой фигуры будет являться центроид, определяемый как точка с координатами, равными средним значениям каждого параметра производства. На рисунке 2 представлен пример центроида для случая двумерного представления области допустимых значений параметров производства, где  $C$  – центроид области допустимых значений;  $\leftrightarrow$  – допустимое значение параметров производства.

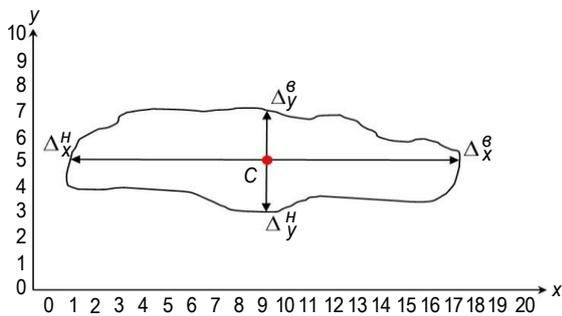


Рис. 2. Положение центроида относительно области допустимых значений вероятности достижения КЦФП

Fig. 2. The Centroid's Position Relative to the Region of Acceptable Values of the Probability of Achieving the Objectives

Задача методика – определить параметры решения по управлению производством холдинга химической промышленности, удовлетворяющие области допустимых значений и позволяющие обеспечить достижение КЦФП с заданной вероятностью  $P^{доп}$ , несмотря на внешние возмущения.

Методика обоснования робастных решений по управлению производством холдинга химической промышленности включает в себя 16 этапов. Рассмотрим их более подробно.

**Этап 1.** Первоначально в рамках изложенной методологии осуществляется определение множества управляемых параметров производства холдинга химической промышленности. Этот этап реализуется на основе анализа данных собираемых специальными модулями разработанной АСУП такими как:

- модуль контроля производственных процессов (продолжительность выполнения операций, технология выполнения процессов и т. д.);
- модуль контроля состояния и распределения ресурсов, а также состояния используемого оборудования (количество находящихся на производстве ресурсов, продолжительности их доставки, надежностные характеристики оборудования, параметры стратегий технического обслуживания и ремонта оборудования и т. д.);

- модуль управления персоналом (количество и уровень квалификации персонала);
- модуль управления безопасностью (количество травм и аварий на производстве, параметры программы обеспечения безопасности производства и т. д.).

*Модуль контроля производственных процессов* (DPU, аббр. от англ. Dispatching Production Units) формирует календарный план производства (учет оперативных планов): объемные и календарные планы производства, производственные графики и календари, планирование производственных и технологических операций. Кроме того, этот модуль отвечает за назначение и контроль выполнения производственных заданий.

*Модуль контроля состояния и распределения ресурсов* (RAS, аббр. от англ. Resource Allocation and Status), а также состояния используемого оборудования реализует следующий функционал:

- 1) управление производственными ресурсами:
  - регистрация перемещения сырья / материалов между производственными установками / местами хранения;
  - учет фактического наличия и движения сырья, материалов, полуфабрикатов, продукции в местах хранения;
  - визуализация и предоставление информации о наличии и состоянии производственных ресурсов (сырья, материалов, прочих запасов);
  - учет продукции и полуфабрикатов под производственный заказ и сбытовой заказ;
  - выполнение операций перемещений ресурсов между производственными участками / цехами, поступления ресурсов и отгрузки готовой продукции;
  - инвентаризация запасов (сырья, полуфабрикатов, готовой продукции) в местах хранения.
- 2) контроль оборудования:
  - мониторинг и контроль состояния оборудования с выявлением по конфигурируемому алгоритму изменения статуса работы производственных установок / линий, производственного оборудования с регистрацией простоев / замедлений / выпуска брака, регистрации нештатных ситуаций.

*Модуль управления персоналом* (LUM, аббр. от англ. Labor / User Management) реализует следующий функционал:

- объективный контроль рабочего времени;
- учет наличия и квалификации персонала; визуализация и предоставление информации о состоянии персонала требуемой квалификации;
- эффективное управление производством на уровне цеховых служб с целью обеспечения учета и контроля исполнения технологических операций, анализа производительности и качества выполняемых работ конкретным исполнителем (или бригадой).

Модуль управления безопасностью реализует следующий функционал:

- защита информации по отношению ко всем логическим единицам хранения данных, реализуемая согласно политикам безопасности системы;
- управление доступом пользователей к системе, назначения пользователям ролей;
- обеспечение функционала определения доступа одного сервиса (или иного потребителя) к ресурсам другого сервиса;
- обеспечение возможности доступа прикладного сервиса к источникам данных;
- обеспечение механизма протоколирования действий пользователей;
- обеспечение механизма логирования межсервисного взаимодействия;
- поддержка атрибутной модели доступа (*от англ. Attribute Based Access Control*).

**Этап 2.** Второй этап методики предполагает задание предельно допустимого отклонения между Евклидовыми расстояниями центроидов ( $\delta^{доп}$ ), требуемых вероятности достижения КЦФП  $L$  целей производства ( $P^{доп}$ ), значений показателей достижения каждой цели производства  $\{\Pi_l^{тр}\}_L$ , а также числа повторений ( $v^{тр}$ ), при которых положения центроида изменяется меньше заданного значения ( $\delta^{доп}$ ).

Для решения этих задач используются специализированный модуль АСУП «Управление эффективностью производства», а также отобранные эксперты по рассматриваемой предметной области.

$\delta^{доп}$  устанавливается эмпирическим методом, основываясь на диапазоне допустимых значений управляемых параметров производства.

$P^{доп}$  зависит от характеристик целей производства, а также степени их важности и определяется с использованием экспертных оценок.

$v^{тр}$  выявляется на основе проведения вычислительных экспериментов или путем привлечения экспертов. Так, на рисунке 3 представлен алгоритм определения  $v^{тр}$  путем проведения вычислительных экспериментов.

Данный алгоритм включает в себя выполнение следующих шагов:

- выбор геометрической фигуры (прямоугольник, шар, тетраэдр, пентагон-трететраэдр и т. д.) с априорно известным положением центроида;
- задание первоначального значения  $v^{тр}$ ;
- генерация случайных точек в контуре фигуры;
- вычисление центроида для набора созданных точек;
- вычисление расстояния между крайним и предшествующим ему центроидом  $d$ ;
- проверка условия  $d \leq \delta^{доп}$ ;
- проведение вышеуказанных операций до наступления момента, когда  $v = v^{тр}$ ;

- определение расстояния между априорным центроидом фигуры и полученным в результате работы алгоритма  $f$ ;
- проверка условия  $f \leq \delta^{доп}$ .

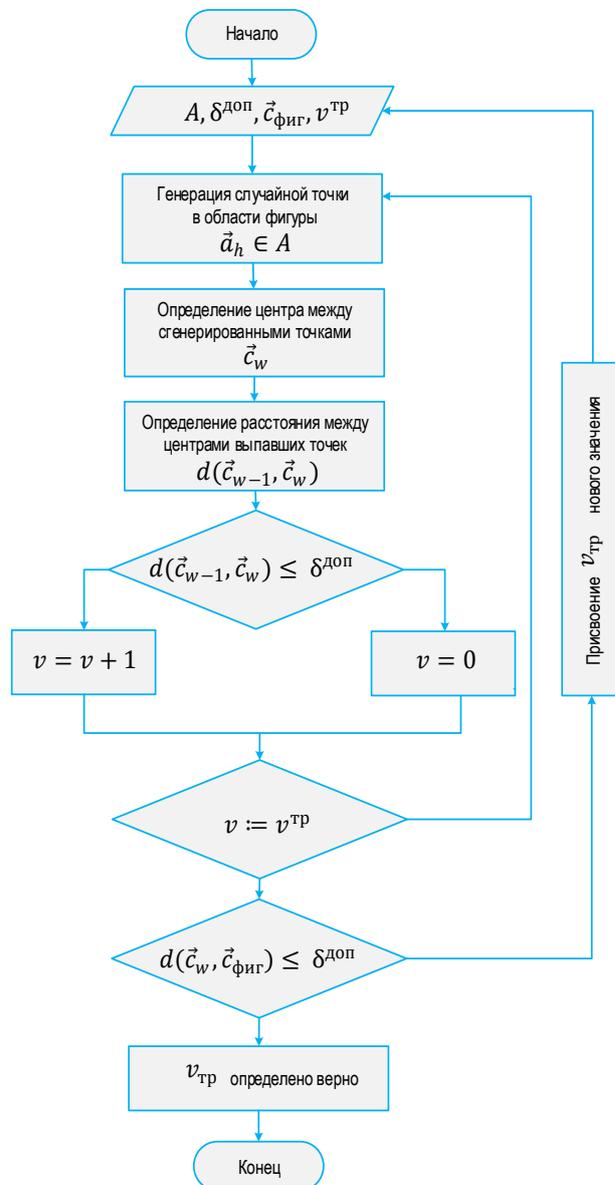


Рис. 3. Алгоритм определения  $v^{тр}$

Fig. 3.  $v^{тр}$  Determining Algorithm

Если условие истинно, это гарантирует правильность задания  $v^{тр}$ , в противном случае требуется обновить значение  $v^{тр}$  и проделать все шаги алгоритма заново.

Для верификации корректности определения  $v^{тр}$  необходимо выполнить данный алгоритм для нескольких геометрических фигур с априорно известным расположением центроида.

**Этап 3.** Для обеспечения адекватного определения робастных решений по управлению производством холдинга химической промышленности необходимо на данном этапе установить область

допустимых значений определенных ранее управляемых параметров производства, на основе которых затем будет сформирован случайный вектор этих параметров.

**Эман 4.** Учитывая, что диапазоны значений управляемых параметров производства имеют различный масштаб, целесообразно осуществить их нормализацию.

Нормализация параметров производства осуществляется путем использования следующего выражения [21]:

$$r_i^{\circ} = \frac{(r_i - \bar{r})}{\sigma_r}, \quad (3)$$

где  $r_i^{\circ}$  – нормализованное значение  $i$ -го управляемого параметра из множества допустимых значений;  $r_i$  – значение  $i$ -го управляемого параметра из множества допустимых значений;  $\bar{r}$  – среднее значение управляемых параметров;  $\sigma_r$  – среднеквадратическое отклонение.

Нормализация значений параметров позволяет повысить точность определения положения центра.

**Эман 5.** На этапе 5 из заданной области допустимых значений параметров производства генерируется случайный вектор  $\vec{r}$  без применения процедуры нормализации значений его компонентов.

**Эман 6.** Полученный на этапе 5 вектор  $\vec{r}$  выступает в качестве исходных данных для моделирования процесса функционирования производства холдинга химической промышленности, результаты которого позволяют получить выборки модельных значений показателей КЦФП  $\{\Pi_{le}^{\square}\}_E$ ,  $e = \overline{1, E}$ ,  $l = \overline{1, L}$ .

Полученные выборки позволяют на основе метода Парзена – Розенблатта [22] определить вероятность достижения КЦФП:

$$P^{\text{доп}}(\vec{r}) = \int_0^{\Pi_1^{\text{TP}}} \dots \int_0^{\Pi_L^{\text{TP}}} f(\Pi_1, \Pi_2, \dots, \Pi_l, \dots, \Pi_L) d\Pi_L^{\text{TP}} \dots d\Pi_1^{\text{TP}},$$

где  $f(\Pi_1, \Pi_2, \dots, \Pi_l, \dots, \Pi_L) = \frac{1}{E} \sum_{e=1}^E (\prod_{l=1}^L \frac{1}{h_l} Y(\frac{\Pi_l - \Pi_{le}}{h_l}))$  – плотность вероятности системы случайных величин, заданной показателями КЦФП.

**Эман 7.** Рассчитанная вероятность  $P(\vec{r})$  сопоставляется с требуемой  $P^{\text{доп}}$ .

Если не выполняется условие:

$$P(\vec{r}) \geq P^{\text{доп}}, \quad (4)$$

алгоритм переходит к формированию нового случайного вектора.

В противном случае сгенерированный вектор  $\vec{r}$  добавляется ( $\vec{r}_w := \vec{r}$ ) в множество решений  $U$ , удовлетворяющих заданным ограничениям (**эман 8**).

**Эман 9.** В случае, если после проведения заданного количества итераций генерирования вектора  $\vec{r}$  не удастся найти ни одного вектора, соответствующего условию (4), делается вывод об отсутствии решения и необходимости пересмотра исходных данных для использования методики.

**Эман 10.** Каждый вектор  $\vec{r}_w$ , соответствующий условию (4), после процесса нормализации значений его компонентов можно представить в виде точки в многомерном пространстве. По мере того, как множество  $U$  заполняется векторами, формируется определенная геометрическая фигура. Для определения параметров производства, характеризующих робастное решение по управлению его функционированием, требуется вычислить центр тяжести данной фигуры.

Для определения координат центра тяжести необходимо решить следующую оптимизационную задачу:

$$\vec{c}^* = \underset{\vec{c} \in \Delta}{\operatorname{argmin}} \sum_{w=1}^W \left( \sqrt{\sum_i^I (r_{wi} - r_i^c)^2} \right), \quad (5)$$

где  $\vec{c}^*$  – вектор параметров производства, характеризующий центр тяжести множества  $U$ ;  $\Delta$  – область заданных ограничений;  $W$  – мощность (количество элементов) множества  $U$ ;  $I$  – количество управляемых параметров производства холдинга химической промышленности;  $r_{wi}$  – значение  $i$ -го параметра вектора  $\vec{r}_w$ ;  $r_i^c$  – значение  $i$ -го параметра вектора  $\vec{c}$ .

**Эман 11.** Учитывая целочисленный характер некоторых управляемых параметров производства, возможен сценарий, когда определение центра тяжести среди имеющихся данных становится невозможным. В этом случае процесс возвращается к этапу создания случайного вектора  $\vec{r}$ .

**Эман 12.** На этом этапе производится расчет расстояния  $d(c_{w-1}, c_w)$  между последним вычисленным центром тяжести  $c_w$  и предшествующим ему  $c_{w-1}$ .

После этого проверяется соблюдение условия (**эман 13**):

$$d(c_{w-1}, c_w) \leq \delta^{\text{доп}}. \quad (6)$$

На рисунке 4 представлено графическое отображение процесса нахождения центра тяжести в области допустимых значений вероятности достижения КЦФП в случае двух управляемых параметров производства (глубины месячного и годового обслуживания используемого оборудования). На графиках используются следующие обозначения:

- – начальный центр тяжести между выпавшими точками;
- – точка, являющаяся вектором параметров производства, удовлетворяющих заданным ограничениям;

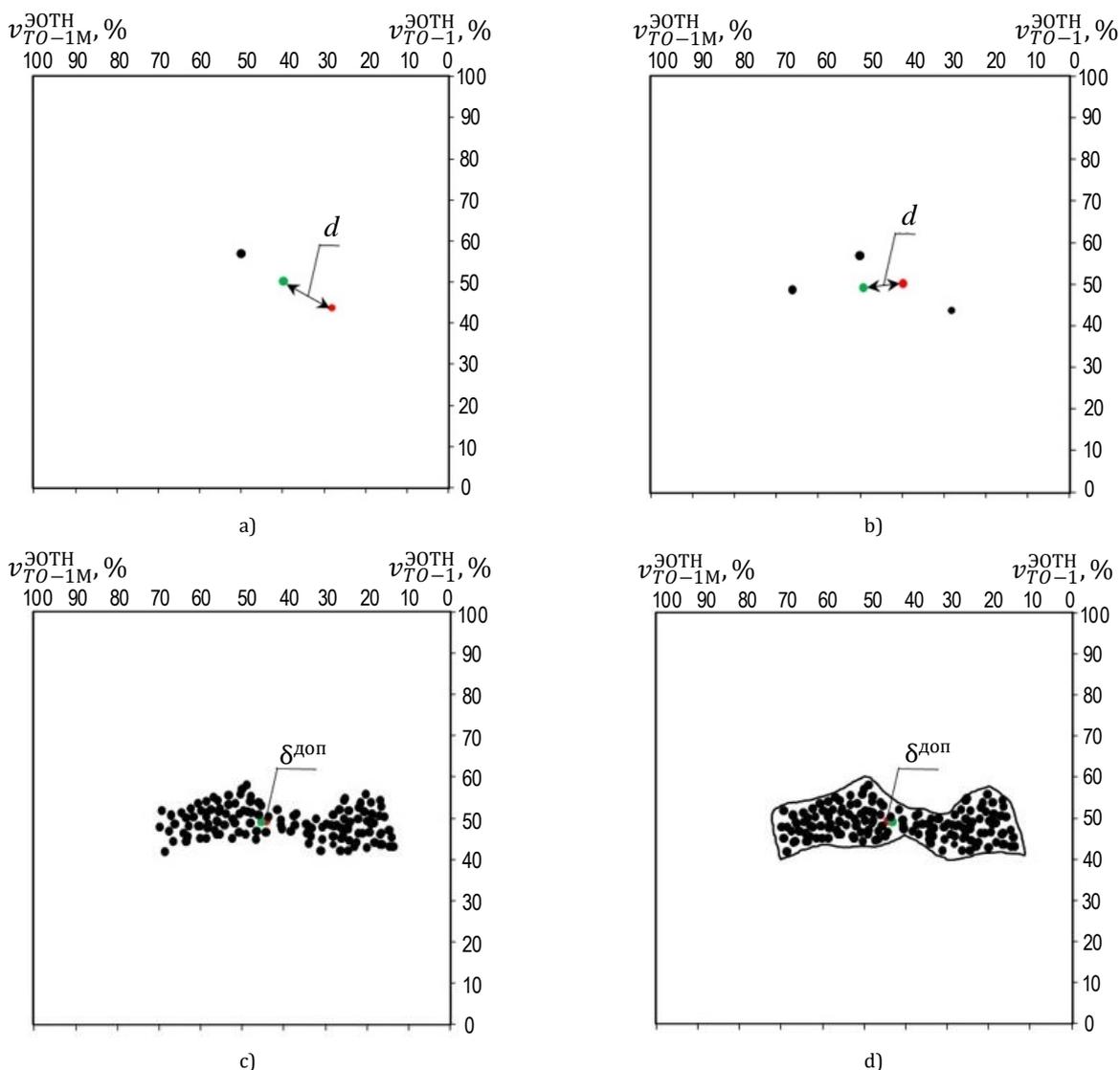
● – следующий центроид между выпавшими точками;  
 $d$  – Евклидово расстояние между начальным и следующим центроидами;  
 $\delta^{доп}$  – допустимая разница между Евклидовым расстоянием центроидов.

**Эман 14.** Этапы 5–12 повторяются до тех пор, пока количество итераций  $v$ , при которых положение центроида изменяется, меньше, чем на  $\delta^{доп}$ , не достигнет требуемого значения:

$$v = v^{тп}. \tag{7}$$

**Эман 15.** В случае, если после выполнения этапов 5–12 условие (6) не выполняется, то переменная  $v$  обнуляется.

После удовлетворения критерия останова, заданного условием (7), происходит расчет центроида для полученной фигуры. Вектор  $\vec{r}_w$ , наиболее близкий к полученному центроиду, характеризует наиболее робастное решение по управлению производством холдинга химической промышленности.



**Рис. 4.** Нахождение центроида в области допустимых значений вероятности достижения комплекса целей производства: а) 2-я итерация, б) 3-я итерация; в) 78-я итерация; д) последняя (90-я) итерация

*Fig. 4.* Finding a Centroid in the Region of Acceptable Values of the Probability of Achieving the Objectives: а) 2nd Iteration; б) 3rd Iteration; в) 78th Iteration; д) the Last (90<sup>th</sup>) Iteration

Также следует уделить внимание тому, что при недостатке векторов для адекватного представления формируемой фигуры и при их расположении от центра на расстоянии, превышающем указанную величину  $\delta^{доп}$ , предпочтение следует отдать

варианту решения с наибольшей вероятностью достижения КЦФП.

**Эман 16.** Финальной стадией процедуры выработки робастного к внешним возмущениям решения по управлению производством холдинга хи-

мической промышленности служит разработка методических рекомендаций для лица принимающего решения и вывод их на рабочий интерфейс оператора АСУП.

Разработанная методика представляет собой часть системы поддержки принятия решений в процессе функционирования производства холдинга химической промышленности, реализация которой в составе существующего математического обеспечения АСУП позволит существенно повысить эффективность его функционирования.

### Заключение

В ходе аналитического исследования было определено, что эффективное функционирование производства холдинга химической промышленности требует совершенствования существующего математического обеспечения АСУП, позволяющего на основе обработки данных со специализированных модулей этой системы находить управляющие решения, робастные к воздействию внешних возмущений. В рамках такого совершенствования математического обеспечения АСУП холдинга химической промышленности был разработан комплексный научно-методический инструментарий,

фокусирующийся на создании стратегии управления, гарантирующей высокую степень робастности функционирования производства холдинга химической промышленности.

В предложенной методологии нахождения оптимального по критерию максимизации показателя робастности решения используется метод вычисления центроидов сложных многомерных фигур, представляющих собой область допустимых значений вероятности достижения КЦФП. Этот метод основывается на нахождении такой точки в пространстве управляемых параметров производства, где значения каждого из параметров близки к их средним значениям, что способствует нахождению решений по управлению производством холдинга химической промышленности, позволяющих обеспечить достижение КЦФП даже при наличии непредвиденных обстоятельств или внешних возмущающих воздействий в будущем. Реализация предложенной методики в составе существующего математического обеспечения АСУП холдинга химической промышленности позволит обеспечить внедрение проактивного подхода в практику управления производством и существенно повысить эффективность этого процесса.

### Список источников

1. Вивчарь Р.М., Друзин И.В., Киричек Р.В., Смирнов А.И., Черкасов С.А. Концепция проактивного управления производством холдинга химической промышленности // Инженерный вестник Дона. 2025. № 8.
2. Морозова О.В. Модели оценки качества многопараметрического управления сложными системами // Вестник Российского экономического университета имени Г.В. Плеханова. 2018. № 4(100). С. 161–172. DOI:10.21686/2413-2829-2018-4-161-172. EDN:XWBGXR
3. Озерной Н.А., Дронов В.В., Князев Н.В. Математическая модель поддержки принятия решения на формирование оптимального количества запасных частей защищенных пунктов управления // V Всероссийская научно-практическая конференция «Актуальные проблемы инженерно-аэродромного обеспечения базирования авиации в современных условиях и пути их решения» (Воронеж, Российская Федерация, 06–07 октября 2021 г.). Воронеж: Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», 2021. С. 33–38. EDN:YSMAZP
4. Дьяков А.Н. Модель процесса поддержания готовности технологического оборудования с обслуживанием после отказа // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. 2016. № 651. С. 174–179. EDN:WEIZJB
5. Лиференко В.Д., Гураль Д.А., Легков К.Е. Методика оценивания оперативности принятия решения на примере средств зондирования околоземного космического пространства // I-methods. 2021. Т. 13. № 4. С. 4. EDN:BXWC0M
6. Вивчарь Р.М., Решетников Д.В., Герасименко С.Ю. Методика выбора значений параметров системы обеспечения готовности ракеты космического назначения к пуску // Современные наукоемкие технологии. 2019. № 10-1. С. 32–37. EDN:NOBIRX
7. Клейман Л.А. Методика принятия решений в задаче диагностики элементов информационно-управляющих систем // Вестник Пермского национального исследовательского политехнического университета. Электроника, информационные технологии, системы управления. 2021. № 38. С. 90–109. DOI:10.15593/2224-9397/2021.2.05. EDN:FUUTHR
8. Резников Б.А. Теория систем и оптимального управления. Часть 3. Принятие решений в условиях неопределенности и адаптация. МО СССР, 1988. 140 с.
9. Ермольев Ю.М., Ястремский А.И. Стохастические модели и методы в экономическом планировании. М.: Главная редакция физико-математической литературы, 1979. 255 с.
10. Калинин В.Н., Резников Б.А., Варакин Е.И. Теория систем и оптимального управления. Часть 1. Основные понятия, математические модели и методы анализа систем. Л.: ВИКИ им. А.Ф. Можайского, 1979. 319 с.
11. Резников Б.А. Системный анализ и методы системотехники. Часть 1. Методология системных исследований. Моделирование сложных систем. МО СССР, 1990. 522 с.
12. Лучко С.В. Теория автоматического управления: учебник. СПб.: ВКА им. А.Ф. Можайского, 2007. 378 с.
13. Анфилатов В.С., Емельянов А.А., Кукушкин А.А. Системный анализ в управлении: учебное пособие. М.: Финансы и статистика, 2002. 368 с.

14. Волкова В.Н., Емельянов А.А. Теория систем и системный анализ в управлении организациями: учебное пособие. М.: Финансы и статистика, 2006. 848 с.
15. Силич В.А., Силич М.П. Теория систем и системный анализ: учебное пособие. Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2011. 276 с. EDN:RBVTZB
16. Иванов В.А. Эффективные управленческие решения как основа устойчивости управленческой команды // МИР (Модернизация. Инновации. Развитие). 2010. № 4. С. 64–67. EDN:PAIYAH
17. Лукина А.В. Методика оценки устойчивости экономических систем // Вестник Российского экономического университета имени Г.В. Плеханова. 2013. № 7(61). С. 14–20. EDN:QUUQHF
18. Загородняя А.С. Методика принятия решений в адаптивном управлении устойчивым развитием сельскохозяйственных предприятий // Фундаментальные исследования. 2020. № 9. С. 36–40. DOI:10.17513/fr.42840. EDN:KDFCVI
19. Билятдинов К.З. Методика оценки устойчивости технических систем // Научно-технический вестник Поволжья. 2020. № 10. С. 25–28. EDN:LVVDFM
20. Билятдинов К.З. Модель обеспечения и методика оценки устойчивости больших технических систем в процессе эксплуатации // International Journal of Open Information Technologies. 2022. № 9. Т. 10. С. 32–40. EDN:FZTHQT
21. Старовойтов В.В., Голуб Ю.И. Нормализация данных в машинном обучении // Информатика. 2021. № 3. Т. 18. С. 83–96. DOI:10.37661/1816-0301-2021-18-3-83-96. EDN:JKAHKM
22. Parzen E. On Estimation of a Probability Density Function and Mode // The Annals of Mathematical Statistics. 1962. Vol. 33. Iss. 3. PP. 1065–1076. DOI:10.1214/aoms/1177704472

## References

1. Vivchar R.M., Druzin I.V., Kirichek R.V., Smirnov A.I., Cherkasov S.A. The concept of proactive production management of the chemical industry holding. *Engineering Bulletin of the Don*. 2025;8. (in Russ.)
2. Morozova O.V. Models of Quality Estimation of Multi-Parametric Management of Complicated Systems. *Vestnik of the Plekhanov Russian University of Economics*. 2018;4(100):161–172. (in Russ.) DOI:10.21686/2413-2829-2018-4-161-172. EDN:XWBGXR
3. Ozernoi N.A., Dronov V.V., Knyazev N.V. Mathematical model of decision support for the formation of the optimal number of spare parts of protected control points. *Proceedings of the Vth All-Russian Scientific and Practical Conference on Current Issues of Engineering and Aerodrome Support for Aviation Basing in Modern Conditions and Ways to Solve Them, 06–07 October 2021, Voronezh, Russian Federation*. Voronezh: Military Educational and Scientific Center of the Air Force N.E. Zhukovsky and Yu.A. Gagarin Air Force Academy; 2021. p.33–38. (in Russ.) EDN:YSMAZP
4. Dyakov A.N. A model of the process of maintaining the readiness of technological equipment with maintenance after failure. *Proceedings of the Mozhaisky Military Space Academy*. 2016;651:174–179. (in Russ.) EDN:WEIZJB
5. Liferenko V.D., Gural D.A., Legkov K.E. Methodology for assessing the efficiency of decision-making on the use of near-earth space sensing tools. *I-methods*. 2021;13(4):4. (in Russ.) EDN:BXWCOM
6. Vivchar R.M., Reshetnikov D.V., Gerasimenko S.Yu. Techniyue of selection of parameters of a system of requisition requirements for space application to start. *Modern high technologies*. 2019;10-1:32–37. (in Russ.) EDN:NOBIRX
7. Kleiman L.A. Decision-making technique in the problem of information management systems elements diagnostics. *PNRPU Bulletin. Electrical engineering, information technology, control systems*. 2021;38:90–109. (in Russ.) DOI:10.15593/2224-9397/2021.2.05. EDN:FUUTHR
8. Reznikov B.A. *Theory of Systems and Optimal Control. Part 3. Decision-Making in Conditions of Uncertainty and Adaptation*. Ministry of Defense of the USSR Publ.; 1988. 140 p. (in Russ.)
9. Ermolyev Yu.M., Yastremsky A.I. *Stochastic Models and Methods in Economic Planning*. Moscow: Glavnaya redakciya fiziko-matematicheskoy literatury Publ.; 1979. 255 p. (in Russ.)
10. Kalinin V.N., Reznikov B.A., Varakin E.I. *Theory of Systems and Optimal Control. Part 1. Basic Concepts, Mathematical Models and Methods of System Analysis*. Leningrad: Mozhaisky Military Engineering and Space Institute Publ.; 1979. 319 p. (in Russ.)
11. Reznikov B.A. *System Analysis and Methods of System Engineering. Part 1. Methodology of System Research. Modeling of Complex Systems*. Ministry of Defense of the USSR Publ.; 1990, 522 p. (in Russ.)
12. Luchko S.V. *Theory of Automatic Control*. St. Petersburg: Mozhaisky Military Space Academy Publ.; 2007. 378 p. (in Russ.)
13. Anfilatov V.S., Yemelyanov A.A., Kukushkin A.A. *System Analysis in Management*. Moscow: Finansy i statistika Publ.; 2002. 368 p. (in Russ.)
14. Volkova V.N., Yemelyanov A.A. *Theory of Systems and System Analysis in the Management of Organizations*. Moscow: Finansy i statistika Publ.; 2006. 848 p. (in Russ.)
15. Silich V.A., Silich M.P. *Theory of Systems and System Analysis*. Tomsk: Publishing House of Tomsk Polytechnic University Publ.; 2011. 276 p. (in Russ.) EDN:RBVTZB
16. Ivanov V.A. Effective management decisions as the basis for the sustainability management team. *MIR (Modernization. Innovation. Research)*. 2010;4:64–67. (in Russ.) EDN:PAIYAH
17. Lukina A.V. Methodology for assessing the sustainability of economic systems. *Vestnik of the Plekhanov Russian University of Economics*. 2013;7(61):14–20. (in Russ.) EDN:QUUQHF
18. Zavorodnyaya A.S. Methods of decision-making in adaptive management of sustainable development of agricultural enterprises. *Fundamental research*. 2020;9:36–40. (in Russ.) DOI:10.17513/fr.42840. EDN:KDFCVI
19. Biliatdinov K.Z. Method of assessment of technical systems' stability. *Scientific and Technical Volga region Bulletin*. 2020;10:25–28. (in Russ.) EDN:LVVDFM

20. Bilyatdinov K.Z. Model of stability provision and methodology for assessing the stability of big technical systems during operation. *International Journal of Open Information Technologies*. 2022;9(10):32–40. (in Russ.) EDN:FZTHQT
21. Starovoitov V.V., Golub Yu.I. Data normalization in machine learning. *Informatics*. 2021;3(18):83–96. (in Russ.) DOI:10.37661/1816-0301-2021-18-3-83-96. EDN:JKAHKM
22. Parzen E. On Estimation of a Probability Density Function and Mode. *The Annals of Mathematical Statistics*. 1962;33(3):1065–1076. DOI:10.1214/aoms/1177704472

Статья поступила в редакцию 28.07.2025; одобрена после рецензирования 25.08.2025; принята к публикации 29.08.2025.

The article was submitted 28.07.2025; approved after reviewing 25.08.2025; accepted for publication 29.08.2025.

## Информация об авторах:

**ВИВЧАРЬ**  
Роман Михайлович

кандидат технических наук, доцент кафедры программной инженерии и вычислительной техники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  
<https://orcid.org/0000-0003-3865-9102>

**КОВАЛЕНКО**  
Михаил Евгеньевич

руководитель отдела разработки и поставки решений ООО «Цифра»  
<https://orcid.org/0009-0005-9447-442X>

**ДМИТРИЕНКО**  
Дмитрий Сергеевич

директор проектов ООО «Цифра»  
<https://orcid.org/0009-0006-8186-2121>

**СМИРНОВ**  
Алексей Игоревич

директор дирекции по экономической безопасности АО «Апатит»  
<https://orcid.org/0009-0006-9993-041X>

**ЧЕРКАСОВ**  
Сергей Александрович

заместитель директора по экономической безопасности АО «Апатит»  
<https://orcid.org/0009-0006-1822-9307>

**ЗАЙЦЕВ**  
Алексей Иванович

проректор по цифровой трансформации и административной работе Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  
<https://orcid.org/0009-0006-4824-2131>

**КИРИЧЕК**  
Руслан Валентинович

доктор технических наук, профессор, ректор Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича  
<https://orcid.org/0000-0002-8781-6840>

Киричек Р.В. является главным редактором журнала «Труды учебных заведений связи» с 2023 г., но не имеет никакого отношения к решению опубликовать эту статью. Статья прошла принятую в журнале процедуру рецензирования. Об иных конфликтах интересов авторы не заявляли.

Kirichek R.V. has been an editor-in-chief of the journal "Proceedings of Telecommunication Universities" since 2023, but has nothing to do with the decision to publish this article. The article has passed the review procedure accepted in the journal. The authors have not declared any other conflicts of interest.

Научная статья

УДК 004.4

<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-4-129-142>

EDN:UOKLNB



## Реверс-инжиниринг программного обеспечения методом смарт-перебора: пошаговая схема

Константин Евгеньевич Израилов<sup>1</sup>✉, [konstantin.izrailov@mail.ru](mailto:konstantin.izrailov@mail.ru)

Михаил Викторович Буйневич<sup>2</sup>, [bmv1958@yandex.ru](mailto:bmv1958@yandex.ru)

<sup>1</sup>Санкт-Петербургский университет государственной противопожарной службы МЧС России, Санкт-Петербург, 196105, Российская Федерация

<sup>2</sup>МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454, Российская Федерация

### Аннотация

**Актуальность.** Наличие уязвимостей в программном обеспечении является одной из основных причин возникновения угроз безопасности информации. Противодействие уязвимостям возможно путем их непосредственного поиска в коде программы с его последующим исправлением. Для этого требуется преобразование исполняемого кода в более высокоуровневое и пригодное для поиска и исправления представление (например, в исходный код, алгоритмы, архитектуру и др.); однако существующие решения не могут считаться удовлетворительными по целому ряду причин – поддержка лишь ограниченного набора представлений, получение не тождественного выполняемому псевдокода, невозможность выбора нужной нотации представления. Одним из путей устранения указанных причин является применение полного перебора, который впрочем в случае исходного кода является сверхзатратным по всем параметрам.

**Цель исследования:** разработать менее затратный и более оперативный метод перебора вариантов исходного кода.

**Методы:** количественное и качественное сравнение различных генераторов исходных кодов; формализация метода путем его записи в аналитическом виде.

**Результаты:** предложена 7-шаговая схема метода для подбора экземпляра исходного кода по заданному машинному коду; метод является «умным» (называемый авторами смарт) с позиции оптимальности комбинаций синтаксических конструкций языка программирования. Авторский принцип генерации кода основан на переборе путей по графу синтаксических правил, являющимся представлением формального синтаксиса языка программирования в пространстве. Синтаксис передается в метод в качестве параметра, что делает его шаги полностью инвариантными от языка программирования исходного кода. После генерации множества экземпляров исходного кода производится их компиляция в машинный и сравнение с заданным; при совпадении задача декомпиляции методом умного перебора считается решенной. Предложенный метод может быть адаптирован для других (и, в частности, более высокоуровневых) представлений программы.

**Практическая значимость:** несмотря на очевидную временную затратность перебора при решении такого рода задач, тем не менее, в ряде сценариев применения метод смарт-перебора показал эффективность, сравнимую с работой эксперта, и может непосредственно применяться для реверс-инжиниринга.

**Обсуждение:** существенным усовершенствованием «умного» перебора может стать его качественная оптимизация путем применения искусственного интеллекта в части генетических алгоритмов.

**Ключевые слова:** уязвимости в программном обеспечении, угроза безопасности информации, реверс-инжиниринг, декомпиляция, метод, смарт-перебор, исходный код, машинный код

**Ссылка для цитирования:** Израилов К.Е. Буйневич М.В. Реверс-инжиниринг программного обеспечения методом смарт-перебора: пошаговая схема // Труды учебных заведений связи. 2025. Т. 11. № 4. С. 129–142. DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-4-129-142. EDN:UOKLNB

Original research  
<https://doi.org/10.31854/1813-324X-2025-11-4-129-142>  
EDN:UOKLHB

# Reverse Engineering of Software Using the Smart Brute Force Method: Step-by-Step Scheme

 **Konstantin E. Izrailov**<sup>1</sup>✉, [konstantin.izrailov@mail.ru](mailto:konstantin.izrailov@mail.ru)  
 **Mikhail V. Buinevich**<sup>2</sup>, [bmv1958@yandex.ru](mailto:bmv1958@yandex.ru)

<sup>1</sup>Saint-Petersburg University of State Fire Service of EMERCOM of Russia,  
St. Petersburg, 196105, Russian Federation  
<sup>2</sup>MIREA – Russian Technological University,  
Moscow, 119454, Russian Federation

## Annotation

**Introduction:** software vulnerabilities is one of the leading causes of threats to information security. Such vulnerabilities can be countered by directly searching for them in the program code and correcting it. This requires converting the executable code to a higher-level representation that's more suitable for searching and fixes; however, for a number of reasons, existing solutions cannot be considered satisfactory. One of these solutions – an exhaustive search of all possible variants of the source code, converted to a given machine code – is extremely costly in every way.

**Purpose:** developing a less costly and more efficient method of exhaustive searching through source code variants.

**Methods:** quantitative and qualitative comparison of different source code generators, as well as the formalization of this method by writing it in an analytical form.

**Results:** a 7-step scheme for selecting an instance of the source code according to a given machine code is proposed; the authors refer to this method as «smart» because of its optimal combinations of syntactic constructions of the programming language. This method of code generation is based on iterating through paths along the graph of syntactic rules that represent the formal syntax of a programming language in a given space. The syntax is presented as a parameter, which makes its steps completely invariant from the programming language of the source code. After multiple instances of the source code are generated, they are compiled into machine code and compared with the specified instance; if they match, the task of decompilation by smart exhaustive search is considered solved.

**Practical significance:** despite the time cost of using exhaustive searching in solving such tasks, the smart iteration method has shown expert efficiency in a number of application scenarios; thus, it can be directly applied to reverse engineering.

**Discussion:** the qualitative optimization of the "smart" exhaustive search can significantly improve it by genetic algorithms used.

**Keywords:** information security, reverse engineering, decompilation, method, smart brute-force, source code, machine code

**For citation:** Izrailov K.E., Buinevich M.V. Reverse Engineering of Software Using the Smart Brute Force Method: Step-by-Step Scheme. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2025; 11(4):129–142. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-4-129-142. EDN:UOKLHB

## Введение

Безопасность программного обеспечения (далее – ПО) считается актуальнейшей проблемой современного мира по причине наличия в нем большого количества киберфизических систем и их информационных потоков. Нарушение безопасности ПО в основном связано с наличием в нем уязвимостей,

эксплуатация которых приводит к соответствующим угрозам безопасности информации [1]. При этом сами уязвимости могут быть внедрены на различных структурных уровнях программ (в исходный код, алгоритмы, архитектуру и др.) что существенно затрудняет их поиск. Так, например, если обнаружение уязвимостей в выполняемом коде частично и решается автоматическими средствами,

то уязвимости в архитектуре на данный момент могут быть найдены лишь вручную высококвалифицированным экспертом по безопасности ПО (далее – Эксперт). Ситуация качественно усложняется тем, что, как правило, программа имеет вид машинного кода (далее – МК), который предназначен для непосредственного выполнения ЦПУ и плохо воспринимается человеком.

Исходя из вышесказанного, можно выделить противоречие предметной области, как противопоставление потребностей Экспертов и имеющихся для этого возможностей в части научно-технического инструментария.

С одной стороны, необходимо понимание принципов и логики работы программного кода для дальнейшего экспертного (а в ряде случаев и автоматического) анализа на предмет выявления в нем уязвимостей различного структурного уровня [2]. При этом требуется дальнейшее устранение найденных уязвимостей, а не только общая оценка безопасности ПО.

С другой стороны, типичное для ПО представление программ в виде МК не позволяет производить их ручной анализ с требуемой эффективностью (т. е. обнаруживая достаточное количество уязвимостей за адекватное время и без задействования достаточного редких Экспертов). Автоматические же средства позволяют выявлять лишь ряд хорошо формализуемых уязвимостей низших структурных уровней, пропуская те, которые расположены в алгоритмах, архитектуре, и тем более в концептуальной модели программы. При этом сам по себе факт наличия уязвимости не приведет к ее устранению, а ручное исправление инструкций МК как имеет существенные технические сложности, так и потенциально может привести к общему нарушению функционирования ПО [3].

Одним из путей разрешения данного противоречия является проведение процедуры *реверс-инжиниринга* (далее – РИ) над МК [4], преобразующей его в исходный код (далее – ИК) [5]; данный процесс традиционно называется *декомпиляцией* (который существенно сложнее дизассемблирования, преобразующего МК в ассемблерный код, содержащий текстовое представление инструкций МК). Нужно отметить, что правильнее говорить про получение псевдоисходного кода – т. е. не гарантированно использованного при получении МК в процессе компиляции; впрочем, далее такое уточнение будем опускать, поскольку оно не влияет на конечное применение РИ, а именно – поиск уязвимостей. Расширенной же процедурой РИ можно считать дальнейшее преобразование программного кода для получения более высокоуровневых представлений – и не только алгоритмов и архитектуры, но даже концептуальной модели или даже идеи (которая является описанием программы, максимально

адаптированной под человека). Как результат, полученные представления могут быть проанализированы Экспертами на предмет наличия уязвимостей (и что особенно важно – заложенных на различных этапах программного инжиниринга) [6].

Сам процесс РИ представляет собой достаточно сложную теоретическую и практическую задачу, подходы к решению которой претерпевали (и, видимо, будут претерпевать) качественные изменения. Так, изначально получение ИК из МК имело ручную форму и осуществлялось соответствующими специалистами – Экспертный подход. Затем появились автоматизированные алгоритмы восстановления отдельных конструкций ИК из МК, выделения архитектурных модулей, преобразования представления МК в более человеко-ориентированном виде (например, блок-схемы, в элементах которых все также содержались машинные инструкции) – Алгоритмический подход [7]; впрочем, участие человека осталось также необходимым. Развитие области машинного обучения позволило добавить соответствующие модели и методы и в РИ – Интеллектуальный подход [8]; однако встал вопрос корректности такого преобразования и сбора датасетов. Тем не менее, даже такая длительная эволюция РИ (имеющая даже признаки локальных революций) не принесла какого-либо достаточно эффективного решения данной задачи.

Одним из альтернативных (и достаточно специфических) подходов к решению задачи РИ, инстинктивно и потому научно-необоснованно отвергнутых практически сразу, может быть применение метода полного перебора следующим образом (что, в основном, применяется при непосредственном тестировании ПО на предмет наличия уязвимостей). Поскольку основной задачей РИ является получение ИК соответствующего заданному МК, то можно попытаться перебрать все варианты ИК (путем комбинирования его конструкций), чтобы получить тот, компиляция которого даст МК, идентичный заданному.

Приведем далее грубое качественное сравнение озвученных подходов с позиции эффективности решения задачи РИ, как совокупности трех ее показателей: результативности – точности полученного ИК по заданному МК, оперативности – времени получения ИК, ресурсоэкономности – сохранности затраченных на получение ИК ресурсов (человеческих и машинных); такое сравнение представлено в таблице 1. Одним из важных выводов их качественного сравнения является то, что ни один из подходов не является наилучшим, поскольку имеет как сильные, так и слабые стороны. Например, Эксперт всегда сможет получить МК, соответствующий ИК, но при этом он затратит огромное количество времени и должен будет обладать

большими знаниями и опытом. Применение алгоритмических средств преобразования МК в ИК частично упростит работу Эксперту, но лишь в отдельных случаях (например, при построении графов потока управления или данных [9]). Интеллектуализация (особенно в части машинного обучения, построенного на искусственных нейронных сетях), традиционно, может быть требовательной к аппаратным ресурсам, нуждаться в больших дата-сетах и не гарантировать корректность результатов. Проведение РИ же полным перебором хотя и

гарантированно восстановит ИК, при этом без участия человека и гипотетически не затрачивая аппаратные ресурсы (поскольку последовательный перебор всех экземпляров ИК не требует существенной загрузки ЦПУ и больших объемов оперативной памяти – т. е. задача может решаться в фоновом режиме), но время проведения такой процедуры будет чрезмерно высоким (что в таблице отмечено значением оперативности, как «сверхнизкой»). Сделанный вывод можно считать общеизвестным и не требующим обсуждения.

ТАБЛИЦА 1. Качественное сравнение подходов к реверс-инжинирингу с позиции эффективности

TABLE 1. Qualitative Comparison of Reverse Engineering Approaches from an Efficiency Perspective

Подход	Результативность	Оперативность	Ресурсоэкономность
1. Экспертный	Высокая	Низкая	Низкая
2. Алгоритмический	Средняя	Высокая	Средняя
3. Интеллектуальный	Средняя	Средняя	Средняя
4. Полный перебор	Высокая	Сверхнизкая	Низкая

Второй вывод, следующий из первого, может считаться достаточно новым, который лежит как в основе текущего исследования, так и в авторском направлении – генетическом реверс-инжиниринге [10]. Исходя из того, что полный перебор по двум показателям эффективности (результативности и ресурсоэкономности) превосходит все остальные подходы, то целесообразно попытаться существенно улучшить и оставшийся третий показатель – т. е. оперативность. Еще большей эффективности полного перебора можно достичь за счет сверхнизкой ресурсоэкономности путем реализации алгоритмов подхода инвариантными к языку программирования (далее – ЯП) для создаваемого кода – например, если параметром генератора будет формальный синтаксис в форме Бэкуса – Наура (далее – БНФ) [11]. В ином случае, любая зависимость подхода от ЯП потребует как его модификацию под конкретную нотацию ИК, так и привлечение Экспертов, знакомых с этим языком (например, для настройки правил генерации).

Исходя из выше проведенного качественного сравнения подходов к РИ, а также из особенности решения полным перебором, задача текущего анализа звучит следующим образом – «Исследование возможности конструирования ИК при параметрическом задании синтаксиса ЯП для получения варианта его экземпляра, компилируемого в заданный МК». Суть задачи заключается в том, что необходимо определить, возможно ли создать генератор, который бы оптимальным (с позиции времени работы) образом создавал множество экземпляров ИК и при этом использовал бы синтаксис ЯП, как параметр; т. е. такой генератор должен строиться на синтаксически-инвариантных алгоритмах.

Обоснованность проведения указанного исследования можно подтвердить следующим образом. Во-первых, предложенный подход в принципе практически всегда отвергался, как сколько-либо подходящий для РИ, поэтому любое исследование (даже теоретическое) уже будет обладать некоторой новизной, даже если его результат окажется отрицательным. Во-вторых, качественная оптимизация полного перебора существенно повысит оперативность проведения РИ, что априори делает подход применимым на практике в некоторых условиях. И, в-третьих, как было упомянуто выше, оптимизированный полный перебор конструкций ИК лежит в основе более сложного (по сути, качественно нового) подхода – генетического реверс-инжиниринга, описанию которого, а также практической реализации и экспериментам уже было посвящено несколько авторских статей [10, 12, 13].

### Обзор релевантных работ

Произведем краткий обзор работ, в которых хотя бы частично затрагиваются предпосылки к решению задачи РИ перебором ИК.

Работа [14] описывает продукт ТхТеа, предназначенный для генерации тестов (известной в англоязычной литературе как Test Case) при проверке работоспособности программ, разрабатываемых на ЯП С++. В основу генератора заложено использование спецификаций ПО. В [15] для этой задачи предлагается дополнительно применять генетическое программирование, а в [16] отдельно рассматривается подзадача кроссовера при генерации тестов. В [17] с помощью генетического про-

граммирования создаются экземпляры ИК для тестирования программных систем в части их взаимодействия с аппаратной частью.

В [18] предлагается инструмент для автоматической генерации ИК по заданным блок-схемам алгоритмов. Удовлетворенность таким механизмом программного инжиниринга, согласно оценкам экспертов и рядовых пользователей (полученных в экспериментах, описанных в работе), показала высокие результаты. Альтернативный подход представлен в [19], где ИК создается по заданным шаблонам. Также для генерации кода от пользователя требуется некоторая информация об обрабатываемых данных.

Исследование [20] посвящено решению противоположной задачи по детектированию автоматически сгенерированного кода. Для этого строится модель машинного обучения для классификации ИК на искусственный и созданный человеком, обученная на соответствующих датасетах. Представлением ИК является дерево абстрактного синтаксиса (далее – ДАС, известное в англоязычной литературе, как AST – *аббр. от Abstract Syntax Tree*), а для классификации используются алгоритмы решающего дерева, случайного леса, наивного Байеса и опорных векторов.

В работе [21] описывается общий подход генетического программирования для создания ИК программ, решающих определенные задачи.

В исследовании [22] предлагается тестировать средства защиты информации путем генерации экземпляров вредоносного программного обеспечения, используя для этого спецификацию ИК, описанную на языке JSON.

Авторы в [23] приводят различные подходы проектирования программных систем, такие, как объектно-ориентированный с использованием шаблонов (что также рассматривается в исследовании [24]) и сервис-ориентированный путем интеграции модулей в рабочие процессы. Как альтернативу, авторы предлагают экспертный поход на базе соответствующих знаний и моделей, главной чертой которого является генерация ИК (которая основывается на многоуровневом наборе правил). Для этого, в частности, вводятся и используются такие понятия, как синтаксис системы (т. е. ЯП), ее прагматика (т. е. требования к ПО) и семантика (т. е. отношение между синтаксисом и прагматикой).

Работа [25] посвящена направлению автоматического программирования, заключающемуся в создании ПО на основе конечного автомата. Так, в исследовании управляющий автомат в виде графа или таблицы (т. е. входные данные) преобразуется в производственный алгоритм в виде текста (т. е. промежуточное представление), по которому затем

синтезируется программа, моделирующая входной автомат (т. е. выходные данные).

В работе [26] описываются принцип, методы и программное средство генерации тестов ПО, используя для этого информацию об его ИК. Модель самой программы задается графом потока управления, позволяющего генерировать тесты на основе трасс выполнения.

В работе [27] предлагается решение, также предназначенное для генерации фрагмента ИК, но не путем перебора, а используя аналогичный, описанный на другом ЯП – т. е. осуществление межязыковой трансляции. Синтаксис задается грамматикой YACC (*аббр. от англ. Yet Another Compiler-Compiler, досл. перев. на русс. Еще Один Компилятор Компиляторов*), а семантика – специализированным языком. Принцип работы генератора ИК заключается в преобразовании независимого AST в подобное ему, но отражающее синтаксис другого ЯП.

Согласно краткому обзору работ, все они посвящены решению частных задач генерации ИК – созданию задача-ориентированных программ или тестов для их валидации, а также детектированию синтезированного ИК или его преобразование в другую нотацию. Однако все эти решения не подходят для настоящей задачи исследования – конструирование ИК с получением всех его вариаций, одна из которых и будет результатом РИ для заданного МК. Исходя из этого, далее будет описан авторский метод и прототип такого генератора, отличающийся от существующих полным покрытием всего множества возможных вариантов ИК.

## Предлагаемый метод

### Место в реверс-инжиниринге

Общая схема применения подхода генерации ИК в интересах РИ представлена на рисунке 1. Необходимо отметить, что такая генерация может осуществляться как полным перебором (чему собственно и посвящена данная статья), так и его оптимизированной версии (что рассматривалась авторами в других статьях и для чего было предложено применять генетические алгоритмы).

Хотя схема является интуитивно понятной и в некотором роде тривиальной, тем не менее дадим ряд пояснений касательно ее работы. Основным элементом схемы (и подхода) является генератор ИК, создающий множество их вариаций. Каждый такой ИК подвергается компиляции, получая тем самым такое же (по размеру) множество МК. Все полученные экземпляры МК сравниваются с исследуемым (т. е. тем, декомпиляцию которого необходимо произвести) с помощью компаратора. Стоит отметить, что применение отдельного компаратора (с не всегда тривиальным алгоритмом) может

потребуется, поскольку прямое сравнение последовательности байт двух экземпляров МК может быть чрезмерно строгим, т. к. два МК по функционалу могут быть тождественны даже при небольших различиях их бинарной записи. Например, компиляция следующей функции сложения двух чисел (на языке C):

```
int sum(int x, int y) {
    return x + y;
}
```

для процессорной архитектуры x86 может дать два идентичных по функционалу и различных по ассемблерному представлению экземпляра МК по причине коммутативности операции сложения (т. е.  $x + y \equiv y + x$ ):

```
mov eax, DWORD PTR _x$[ebp]
add eax, DWORD PTR _y$[ebp]
и
mov eax, DWORD PTR _y$[ebp]
add eax, DWORD PTR _x$[ebp].
```

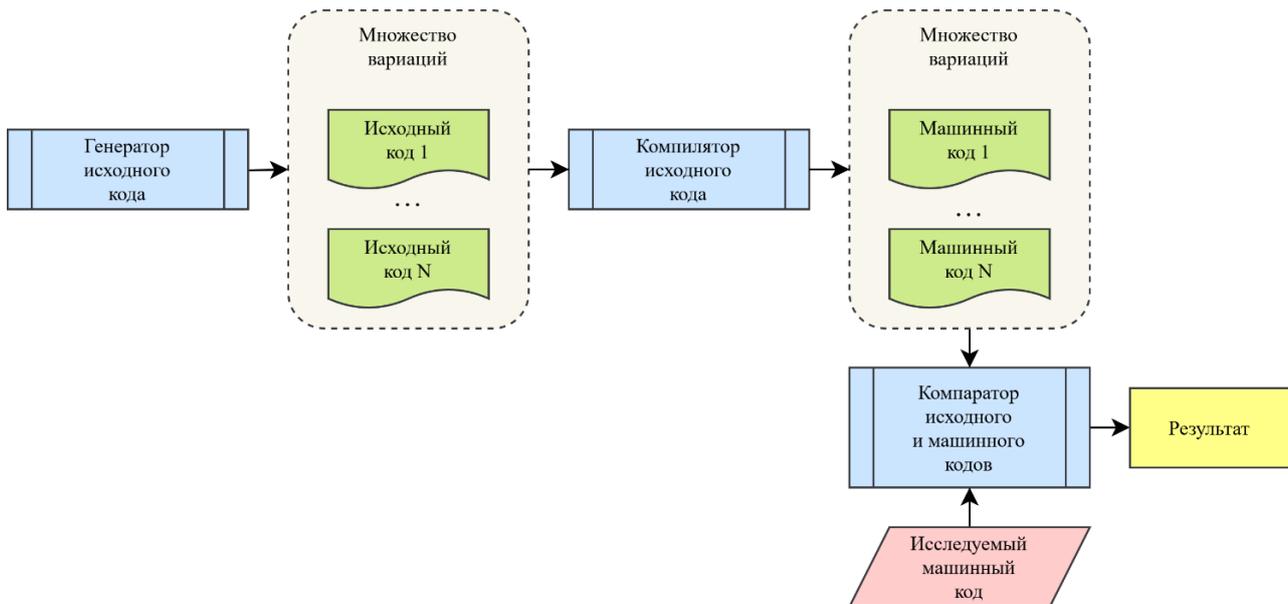


Рис. 1. Схема проведения реверс-инжиниринга путем генерации вариаций исходного кода

Fig. 1. Scheme of Reverse Engineering by Generating the Source Code Variations

Т. е. необходимо подобрать ИК среди вариантов, соответствующих синтаксису (и лексике), состоящему из односимвольных идентификаторов, математических операций и приравнивания.

Соответственно, время работы схемы РИ на базе генератора ИК будет равно произведению количества сгенерированных вариантов на время работы компилятора, даже если на вход ему подается синтаксически неверный код (работой компаратора можно пренебречь).

#### Генератор 1. Перебор битов символов

Самой простейшей генерацией ИК является, очевидно, перебор битов символов ИК. Так, для выбранного искомого ИК из 5 символов (каждый из которых содержит 8 бит), количество генераций равно  $(2^8)^5 = 1099511627776 \approx 1,1 \times 10^{12}$ .

Оптимизировать данный генератор за счет использования информации об синтаксисе ЯП не получится, поскольку последний не связан с битовым представлением текста программы.

Очевидно, что доля генерации заведомо некомпиллируемых экземпляров ИК будет сверхвысокой,

что существенно затратит ресурсы как на сам процесс генерации текста, так и на попытки его компиляции.

#### Генератор 2. Перебор символов ЯП

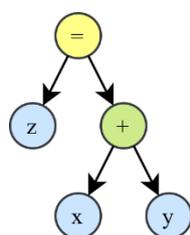
Развитием Генератора 1 путем оптимизации может быть перебор не бит, а символов, которые являются лексически верными. Если для упрощения принять, что текст ИК соответствует ЯП и может состоять из букв латинского алфавита, цифр, подчеркивания, пробела, знаков пунктуации и специальных символов (из состава «abcdefghijklmnopqrstuvwxyzABCDEFGHIJKLMNOPQRSTUVWXYZ\_0123456789,.;:?"'[]{}<>|/\~+#%&^\*.-=>») общим количеством 92, то количество всех вариаций ИК из 5 символов будет равно  $92^5 = 6590815232 \approx 6,6 \times 10^9$ .

Оптимизировать данный генератор за счет использования информации об синтаксисе ЯП возможно путем выборки среди символов только необходимых – букв алфавита (52), подчеркивания (1), бинарных математических операций (4) и присваивания (1). В этом случае, количество вариаций ИК будет равно  $(52 + 1 + 4 + 1)^5 = 656356768 \sim 6,6 \times 10^8$ .

Подобно Генератору 1, доля генерации некомпиллируемых экземпляров ИК будет высокой.

*Генератор 3. Перебор деревьев абстрактного синтаксиса ЯП*

Одним из развитий генераторов ИК, частично применяемых в генетическом программировании, является использование для создания ИК его представления в виде ДАС, которое частично учитывает правила комбинирования конструкций (таких, как наличие у бинарного оператора двух операндов, отсутствие следования подряд двух идентификаторов переменных и т. п.). ДАС для выбранного искомого ИК имеет форму, представленную на рисунке 2.



**Рис. 2. Дерево абстрактного синтаксиса для примера исходного кода «z = x + y»**

*Fig. 2. Abstract Syntax Tree for the Initial Code Example «z = x + y»*

В данном дереве как раз и отражен ряд правил комбинирования конструкций ИК, таких, как следующие: первой конструкцией является операция; операторы «=» и «+» имеют по 2 операнда; явно не показано, но подразумевается, что операнды «+» могут быть выражениями.

При таком конструировании общее количество ИК из 5 символов в форме «Идентификатор Оператор Идентификатор Оператор Идентификатор» (т. е. той, которая соответствует искомому ИК) можно вычислить с помощью комбинаторики. Так, ИК состоит из следующего количества элементов: бинарных математических операторов для языка программирования С (т. е. «+\*/») – 4, односимвольных идентификаторов (т. е. «a...z», «A...Z» и «0\_») – 53, оператора присваивания («=») – 1. Тогда общее число ДАС будет равно  $(52 + 1) \times (4 + 1) \times (52 + 1) \times (4 + 1) \times (52 + 1) = 3721925 \approx 3,8 \times 10^6$ . Доля генерации некомпиллируемых экземпляров ИК хотя и будет средней, однако она все также существенно скажется на низкой оперативности подхода; при этом при слишком жестких ограничениях на шаблон ДАС часть вариантов ИК не будут сгенерированы в принципе (например, унарные операции). Информация о синтаксисе ЯП в генераторе уже используется и, следовательно, этим путем его оптимизировать не удастся.

Необходимо отметить, что если два первых генератора не зависели от синтаксиса ЯП, то в данном учитывается логика построения математических

выражений, что автоматически снижает его применимость для всего многообразия ЯП.

*Генератор 4. Перебор веток синтаксиса ЯП*

Последний генератор в приведенном пути эволюции может быть получен исправлением недостатков предыдущего – третьего, а именно следующих: снижение до нуля создания синтаксически неверных ИК, генерация всех возможных вариаций ИК и инвариантность алгоритмов к конкретному ЯП. Все это можно достичь с помощью авторской идеи – генерации ИК по формальному синтаксису ЯП, который является лишь параметром для обобщенных алгоритмов генератора. Таким образом, будет осуществлен «синтаксический перебор» ИК, а не «лексический», который применялся ранее – полностью (в Генераторах 1 и 2) и частично (в Генераторе 3).

Синтаксис, описываемый ИК, подобный искомому, приведен на Листинге в нотации Бэкуса-Наура (префикс с «:» на конце указывает номер строки с отдельным правилом, а «...» – сокращенные для компактности символы):

```

1: expr_asgn ::= ident, '=', expr_oper ;
2: expr_oper ::= ident, oper, ident ;
3: oper ::= '+' | '-' | '*' | '/' ;
4: ident ::= 'a' | ... | 'z' | 'A' ... 'Z' | '_' .
    
```

В синтаксисе Листинга используются следующие элементы:

- терминалы (зеленого цвета): бинарные математические операции, символы латинского алфавита, подчеркивание и приравнивание (например, «+», «x» и «=»);
- нетерминалы (синего цвета): *expr\_asgn* для выражения присваивания, *expr\_oper* для математического выражения, *ident* для односимвольного идентификатора (например, в строке 2 «*expr\_oper*» задается через последовательность двух идентификаторов «*ident*» и операции между ними «*oper*»);
- «::=» (черного цвета): для определения правила раскрытия нетерминала через другие нетерминалы и терминалы (например, в строке 3 «*oper*» задается через математические операции);
- «|» (черного цвета): для указания нескольких последовательностей, через которые может определяться нетерминал (например, в строке 4 «*ident*» задается как один из символов алфавита или подчеркивание).

Очевидно, что главным нетерминалом, с которого происходит сопоставление ИК к ЯП, является заданный в 1-й строке – «*expr\_asgn*». Такого рода формальные записи синтаксиса ЯП (часто в расширенных формах), как правило, применяются при построении современных компиляторов.

Произведем расчет количества экземпляров ИК, которые могут быть сгенерированы путем полного перебора по данному синтаксису. Синтаксис задает

строгую структуру ИК, состоящую из идентификатора, за которым всегда следует знак «=» и последовательность из идентификатора, математической операции и еще одного идентификатора. Таким образом, общее число комбинаций равно  $(52 + 1) \times 1 \times (52 + 1) \times 4 \times (52 + 1) = 595508 \approx 6 \times 10^5$ ; данное значение можно считать *истинным количеством экземпляров ИК*, среди которых искался тот, который соответствует заданному МК (т. е. пределом оптимизации генераторов в текущих условиях подбора). Еще раз подчеркнем, что важной особенностью данного генератора является перебор всех возможных ИК без создания заведомо некорректных и полная (при определенной реализации) независимость алгоритмов от синтаксиса ЯП. Именно данный генератор положен в основу дальнейшего развития исследования.

Подведем итог оценки всех четырех генераторов (определяемых индексом  $i \in [1..4]$ ), указав для них общее количество генерируемых экземпляров ИК ( $Total_i$ ) и долю излишне сгенерированных ИК относительно истинного количества ( $Error_i$  в процентах):

- генератор 1:  $Total_1 \approx 1,1 \times 10^{12}$  и  $Error_1 \approx 99,9999$ ;
- генератор 2:  $Total_2 \approx 6,6 \times 10^9$  и  $Error_2 \approx 99,991$  для неоптимизированной версии,  $Total_2 \approx 6,6 \times 10^8$  и  $Error_2 \approx 99,9093$  – для оптимизированной;
- генератор 3:  $Total_3 \approx 2,4 \times 10^6$  и  $Error_3 \approx 84$ ;
- генератор 4:  $Total_4 \approx 6 \times 10^5$  и  $Error_4 \approx 0$ .

Следуя проведенной оценке генераторов, можно сделать вывод, что первые два практически не применимы для подбора ИК в рамках РИ из-за огром-

ного количества излишне генерируемых экземпляров. Генератор 3 показывает лучшие результаты, хотя и создает подходящим лишь каждый 6-й экземпляр; при этом, как указывалось, в основу его алгоритмов заложен конкретный синтаксис ЯП. Последний же генератор может считаться эталонным, что, впрочем, следует из принципа его условно идеальной (с позиции перебора конструкция ЯП) работы.

#### Схема метода

В основу метода работы (далее – Метод) предлагаемого «умного» генератора ИК (далее – Генератор) заложен обход направленного графа синтаксических правил (далее – ГСП), описывающего все возможные пути разбора (а, следовательно, и генерации) выходных текстов ИК. Использование именно графа (вместо дерева) обусловлено тем, что один и тот же нетерминал может использоваться в нескольких правилах, для чего требуются переходы с одной вершины графа на другую, расположенную в параллельной ветке. Сам обход ГСП осуществляется в глубину (т. е. от самой верхней вершины по всем «детям», пока каждый из них, включая его «детей», не будет пройден) с тем отличием от классических обходов, что одна и та же вершина может быть пройдена несколько раз – это необходимо для генерации ИК с многократно повторяющимися конструкциями (например, « $u = x + (x + (...x)..)$ »), заданными в синтаксисе рекурсивным способом.

Пошаговая схема Метода с добавленным функционалом для проведения РИ представлена на рисунке 3.

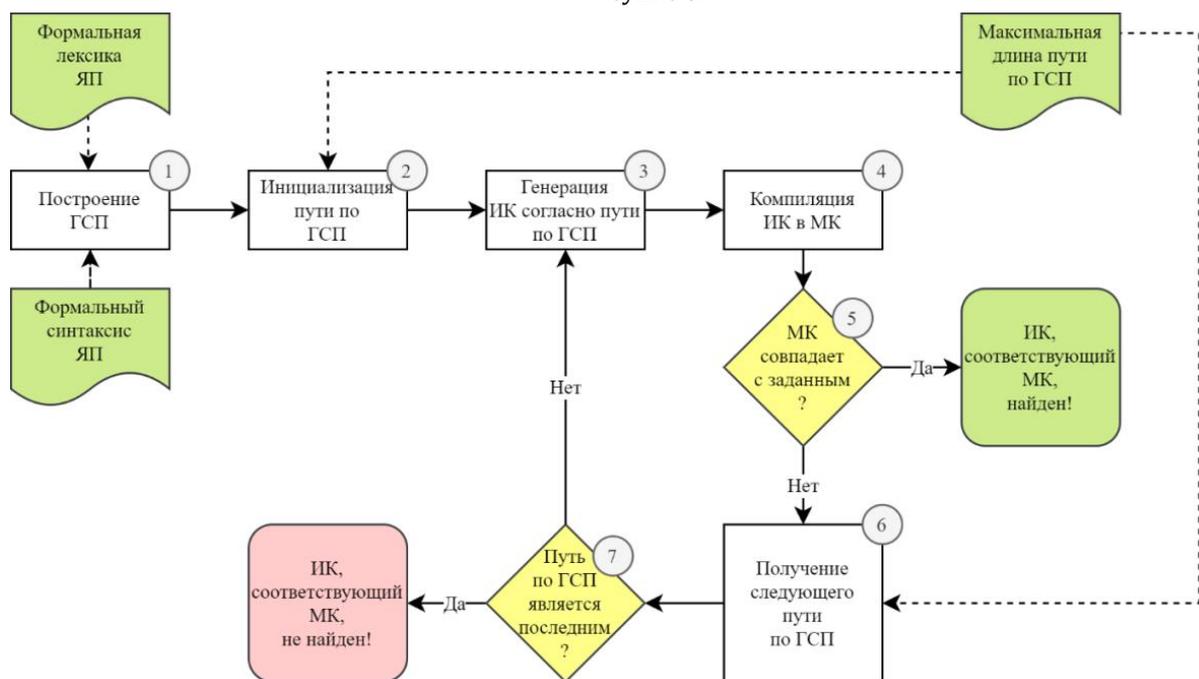


Рис. 3. Схема работы Метода с функционалом для реверс-инжиниринга

Fig. 3. Scheme of the Method Operation with Functionality for Reverse Engineering

Опишем приведенную на рисунке 3 схему Метода, как последовательность шагов (номера которых указан в окружности в правой верхней части фигур).

**Шаг 1. Построение ГСП**

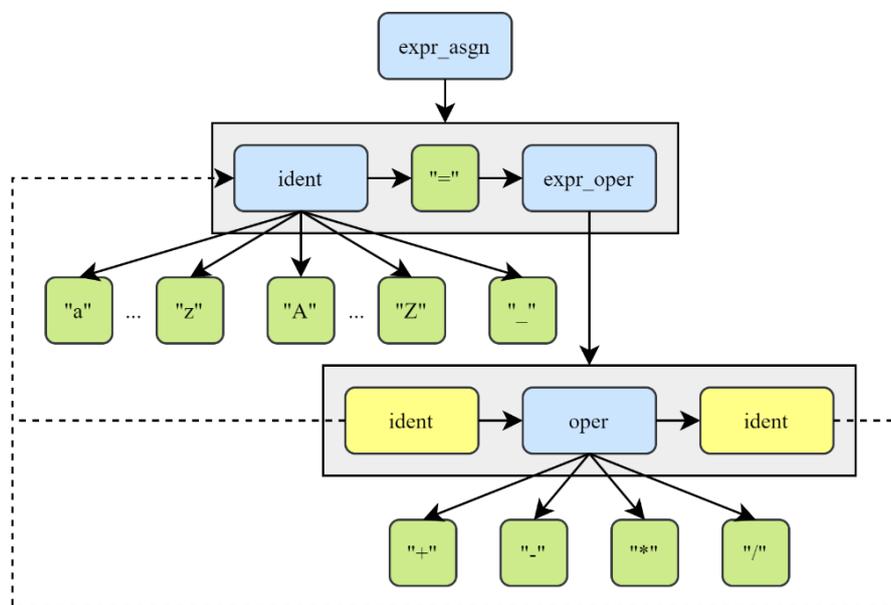
На первом шаге происходит построение ГСП, согласно которому будет генерироваться ИК. Поскольку алгоритмы генерации должны быть инвариантными к синтаксису, то последний задан в формализованном виде и передается в Генератор через параметр. Также, поскольку синтаксис оперирует токенами ЯП (базовыми единицами синтаксиса), необходимо задать их текстовое написание через формальную лексику (также, как параметр Генератора); впрочем, синтаксис и лексика могут описываться совместно в одном представлении. Действия шага по построению ГСП (*аббр.* SRG от

*англ.* Syntax Rule Graph) в формальном виде могут быть записаны следующим образом:

$$SRG = BuildSRG(LanguageSyntax, LanguageLexica),$$

где *BuildSRG(...)* – операция построения ГСП; *LanguageSyntax* – формальный синтаксис ЯП; *LanguageLexica* – формальная лексика ЯП.

ГСП для примера формального синтаксиса из Листинга приведен на рисунке 4; использованы следующие цвета фонов фигур: серый – последовательность терминалов и нетерминалов в рамках одного правила, зеленый – терминал, синий – основной нетерминал, желтый – ссылочный нетерминал, определенный в другом месте графа; также, сплошная стрелка задает правила, а пунктирная – ссылки между нетерминалами.



**Рис. 4. Представление графа синтаксических правил для Листинга**

*Fig. 4. Representation of the Syntax Rules Graph for Listing*

Отметим, что пример ГСП на рисунке 4 выглядит не как классический граф (с множеством вершин и ребер между ними), а представляет более сложную структуру, где часть вершин сами являются графами («*ident*» → «*=*» → *expr\_oper*» и «*ident*» → *oper* → *ident*»); это сделано лишь для упрощения понимания сути ГСП, что в реальном графе может быть реализовано через служебные узлы.

На рисунке 4 дадим ряд пояснений касательно соответствия представления ГСП Листингу.

Нетерминал «*expr\_asgn*» имеет одного «ребенка», представляющего последовательность элементов синтаксиса – нетерминала «*ident*», терминала приравнивания и нетерминала «*expr\_oper*»; таким образом, выражение присваивания может

быть записано, как идентификатор, за которым идет символ «*=*» и математическое выражение.

Нетерминал «*ident*» имеет 53 «ребенка», соответствующих терминалам-символам латинского алфавита и подчеркиванию; таким образом, идентификатор может быть записан как один из этих символов. Нетерминал «*expr\_oper*» имеет одного «ребенка», представляющего последовательность элементов синтаксиса – нетерминала «*ident*», нетерминала операции и еще одного нетерминала «*ident*»; таким образом, математическое выражение может быть записано, как два идентификатора (тождественных такому же нетерминалу, но определенному в параллельной ветке ГСП), между которыми стоит бинарная операция.

Нетерминал «орег» имеет 4 «ребенка», соответствующих терминалам-символам бинарных математических операций; таким образом, операция может быть записана как один из этих символов. Следуя интерпретации примера ГСП, можно сделать вывод, что в нем присутствуют четыре вершины (3 из которых соответствуют одному нетерминалу), в которых есть альтернатива движения по синтаксису – «идент» и «орег»; остальные ветки описывают однозначные пути продвижения по вершинам графа.

### Шаг 2. Инициализация пути по ГСП

На втором шаге происходит первоначальная инициализация пути для обхода всех ветвей ГСП. Само представление пути для оптимизации записи, в Генераторе задается, как выбор каждой альтернативной ветки с помощью ее локального порядкового номера (далее, для упрощения, каждую такую ветку в ГСП будем называть альтернативой).

Например, дойдя при обходе до «орег», дальнейшей вершиной может быть одна из четырех (согласно четырем выходящим ребрам, ведущим к терминалам «+», «-», «\*» и «/»), что в пути будет задаваться числом от 1 до 4. Соответственно, отсутствие альтернативных ребер (как для «expr\_asgn», «expr\_oreg») в пути никак обозначать не надо; формально для таких случаев будет только один выбор ребра с индексом 1. Также, исходя из цикличности практически всех нетривиальных ГСП, необходимо ограничить глубину обхода, чтобы обеспечить теоретическую и практическую завершенность работы метода с генерацией ИК определенной (в смысле не бесконечной) длины; для этого одним из параметров Генератора является максимальная длина пути (далее – МДП).

Действия шага по выбору первоначального пути (*Path* с порядковым номером 1) по ГСП в формальном виде могут быть записаны следующим образом:

$$Path_1 = InitPath(SRG, MaxDeep),$$

где *InitPath(...)* – операция получения 1-го пути по ГСП; *MaxDeep* – МДП по ГСП.

Для Листинга и, соответственно, рисунка 4 начальный путь имеет следующую запись:

$$Path_1 = [1, 1, 1, 1],$$

где «[...]» – последовательность выбора альтернатив; четыре значения «1» – выбор пути по первому альтернативному ребру для каждого имеющего их родительского узла (т. е. согласно обходу ГСП в глубину при посещении последовательно нетерминалов «идент», «идент», «орег» и «идент»).

### Шаг 3. Генерация ИК согласно пути по ГСП

На третьем шаге по текущему пути генерируется ИК путем обхода ГСП с выбором соответствующих альтернатив.

Согласно рисунку 4, посещение вершин будет следующим:

- 1) «expr\_asgn»;
- 2) «идент» с последующим выбором альтернативы согласно 1-му элементу пути (от 1 до 53);
- 3) один из символов алфавита или подчеркивание;
- 4) «=»;
- 5) «expr\_oreg»;
- 6) аналогично 2), но с выбором альтернативы согласно 2-му элементу пути;
- 7) один из символов алфавита или подчеркивание;
- 8) «орег» с последующим выбором альтернативы согласно 3-му элементу пути (от 1 до 4);
- 9) один из символов математической операции;
- 10) аналогично 2) и 6), но выбором альтернативы согласно 4-му элементу пути;
- 11) один из символов алфавита или подчеркивание.

Действия шага по генерации ИК (*SourceCode*) согласно пути по ГСП в формальном виде могут быть записаны следующим образом:

$$SourceCode_{Path} = GenerateSourceCode(Path, SGR),$$

где *GenerateSourceCode(...)* – операция генерации ИК по пути.

Очевидно, что для первого выбранного пути [1, 1, 1, 1] будет сгенерирован следующий ИК (*SourceCode*):

$$SourceCode_{[1,1,1,1]} = "a = a + a".$$

### Шаг 4. Компиляция ИК в МК

На четвертом шаге производится получение МК (*MachineCode*), соответствующего сгенерированному ИК (*SourceCode*) согласно текущему пути (*Path*), путем операции компиляции (*Compile*):

$$MachineCode_{Path} = Compile(SourceCode_{Path});$$

для чего можно использовать стандартные утилиты компиляции (Microsoft Visual C++, GNU Compiler Collection, Intel C++ compiler и др.).

### Шаг 5. Проверка «МК совпадает с заданным?»

Пятый шаг содержит проверку, необходимую для успешного завершения работы метода. Так, если скомпилированный МК совпадает с тем, РИ которого необходимо произвести (*MachineCode*), то, следовательно, задача восстановления ИК завершена успешно:

$$MachineCode_{Path} = MachineCode \Rightarrow Result = Result_{Successful},$$

где *Result* – результат РИ; *Result\_{Successful}* – факт успешности РИ.

### Шаг 6. Получение следующего пути по ГСП

На шестом шаге осуществляется получение следующего пути из текущего по ГСП с помощью последовательного перебора всех альтернатив. Действия шага по выбору нового по ГСП (*GetNextPath*) в

формальном виде могут быть записаны следующим образом:

$$Path_{(i+1)} = GetNextPath(Path_i, SGR, MaxDeep),$$

где  $Path_{(i+1)}$  – следующий  $i+1$ -й путь;  $Path_i$  – текущий  $i$ -й путь. Аналогично Шагу 2, для ограничения глубины обхода, как и на Шаге 2 используется параметр МДП ( $MaxDeep$ ).

Если весь ГСП обойден и следующий путь отсутствует, то он примет специальное значение из пустой последовательности [ ]:

$$Path_{(N+1)} = [],$$

где  $N$  – число всех возможных путей по ГСП;  $N+1$  – путь, следующий за последним (т. е. несуществующий).

Важно отметить, что изменение одного элемента пути может повлиять не только на значение последующих элементов, но и на их количество (т. е. длину пути), поскольку все подграфы ГСП могут иметь различную глубину обхода – от 1 до бесконечности (в случае циклов).

#### Шаг 7. Проверка «Путь по ГСП является последним?»

Седьмой шаг содержит проверку, необходимую неуспешного завершения работы метода. Так, если путь по ГСП является последним (т. е. пройдены все возможные пути), и при этом нужного МК и ИК не найдено, то, следовательно, задача восстановления ИК не смогла быть решена:

$$Path = [] \Rightarrow Result = Result_{Unsuccessful},$$

где [ ] – пустая последовательность, обозначающая отсутствие пути (возвращается  $GetNextPath$ );  $Result_{Unsuccessful}$  – факт неуспешности РИ.

Анализ формальных записей всех шагов Метода (что таким образом определяет аналитическую модель, лежащую в основе его работы) позволяет утверждать об его инвариантности к синтаксису ЯП искомого ИК и архитектуры ЦПУ исследуемого МК; причины такого вывода заключаются в том, что синтаксис в формальном виде задается параметром, а архитектура никак не учитывается (за счет применения внешней утилиты компиляции).

#### Заключение

В интересах решения задачи реверс-инжиниринга программного обеспечения были рассмотрены различные классические (экспертный, алгоритмический, интеллектуальный) и авторский

#### Список источников

1. Tan T.-T., Wang B.-S., Tang Y., Zhou X. Crash Analysis Mechanisms in Vulnerability Mining Research // Proceedings of the 4th International Conference on Computer and Communication Systems (Singapore, Singapore, 23–25 February 2019). IEEE, 2019. PP. 355–359. DOI:10.1109/CCOMS.2019.8821775
2. Chondamrongkul N., Sun J., Warren I. Automated Security Analysis for Microservice Architecture // Proceedings of the International Conference on Software Architecture Companion (Salvador, Brazil, 16–20 March 2020). IEEE, 2020. PP. 79–82. DOI:10.1109/ICSA-C50368.2020.00024

(полного перебора) подходы, качественное сравнение которых с позиции эффективности не позволило выделить какой-либо, абсолютно превосходящий остальные. Как результат, было предложено развитие подхода полного перебора, а также оптимизация входящего в него генератора исходного кода, что позволило получить метод «умного» перебора, являющийся основным научным результатом текущего исследования. Данный метод принимает на вход формальный синтаксис ЯП и МДП по его графу, производит перебор всех веток ГСП, генерацию ИК, компиляцию его в МК и сравнение с исследуемым (т. е. тем, РИ которого необходимо произвести).

Оригинальность Метода состоит в применении для РИ МК в ИК нового подхода, который хотя и был известен, но не применяется по причине высоких временных затрат [29]. Так, хотя ближайшей областью к решаемой задаче является генетическое программирование, его назначение и, следовательно, алгоритмы, предназначены для других целей. Также отличительными особенностями Метода являются следующие: инвариантность к синтаксису ЯП искомого ИК и архитектуре ЦПУ исследуемого МК (в отличие от этого, популярный продукт для РИ IDA Pro [30] на момент июля 2024 года поддерживает лишь 5 типов ЦПУ – x86, x64, ARM32, ARM64 и PowerPC); полная автоматизация, позволяющая его использовать не «штучными» высококвалифицированными Экспертами по ИК и МК, а операторами, владеющими лишь основами РИ (современные автоматические декомпиляторы позволяют получать как правило только C-подобный псевдо-код, а их результаты требуют проверки Экспертом на корректность).

Теоретическая значимость работы заключается в развитии подхода к реверс-инжинирингу, принцип которого диаметрально противоположен существующим, являясь при этом инвариантным к синтаксисам входных и выходных представлений кода. Практическая значимость работы состоит в получении теоретической и алгоритмической базы для создания программных решений, позволяющих проверить работоспособность метода на реальных примерах.

Продолжением исследования будет реализация метода в виде программного прототипа, проверка его работоспособности, а также, проведение ряда экспериментов с целью общей оценки эффективности и выявления сильных и слабых сторон подхода.

3. Iannone E., Guadagni R., Ferrucci F., De Lucia A., Palomba F. The Secret Life of Software Vulnerabilities: a Large-Scale Empirical Study // IEEE Transactions on Software Engineering. 2023. Vol. 49. Iss. 1. PP. 44–63. DOI:10.1109/TSE.2022.3140868. EDN:GKKIKO
4. Fu J., Zhang K., Zheng J., Li W., Zhu Y. Research and Application of Grey Box Detection Technology Based on Reverse Engineering and Dynamic Pollution Diffusion // Proceedings of the 7th Information Technology and Mechatronics Engineering Conference (Chongqing, China, 15–17 September 2023). IEEE, 2023. PP. 2380–2384. DOI:10.1109/ITOEC57671.2023.10291380
5. Devine T.R., Campbell M., Anderson M., Dzielski D. SREP+SAST: A Comparison of Tools for Reverse Engineering Machine Code to Detect Cybersecurity Vulnerabilities in Binary Executables // Proceedings of the International Conference on Computational Science and Computational Intelligence (Las Vegas, USA, 14–16 December 2022). IEEE, 2022. PP. 862–869. DOI:10.1109/CSCI58124.2022.00156
6. Bhardwaj V., Kukreja V., Sharma C., Kansal I., Popali R. Reverse Engineering-A Method for Analyzing Malicious Code Behavior // Proceedings of the International Conference on Advances in Computing, Communication, and Control (Mumbai, India, 03–04 December 2021). IEEE, 2021. PP. 1–5. DOI:10.1109/ICAC353642.2021.9697150
7. Израилов К.Е., Покусов В.В. Архитектура программной платформы преобразования машинного кода в высокоуровневое представление для экспертного поиска уязвимостей // Электронный сетевой политематический журнал «Научные труды КубГТУ». 2021. № 6. С. 93–111. EDN:AIOUWF
8. Буйневич М.В., Израилов К.Е., Покусов В.В., Тайлаков В.А., Федудина И.Н. Интеллектуальный метод алгоритмизации машинного кода в интересах поиска в нем уязвимостей // Защита информации. Инсайд. 2020. № 5(95). С. 57–63. EDN:HINDOM
9. Cummins C., Fisches Z.V., Ben-Nun T., Hoefler T., O'Boyle M.F.P., Leather H. ProGraML: A Graph-based Program Representation for Data Flow Analysis and Compiler Optimizations // Proceedings of the 38th International Conference on Machine Learning (PMLR, 18–24 July 2021). 2021. Vol. 139. PP. 2244–2253.
10. Израилов К.Е. Концепция генетической декомпиляции машинного кода телекоммуникационных устройств // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 4. С. 95–109. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-4-95-109. EDN:AIOFPM
11. Tonis R.B.M. Automating Scientific Paper Screening with Backus-Naur Form (BNF) Grammars // Didactica danubiensis. 2024. Vol. 4. Iss. 1. PP. 46–57.
12. Израилов К.Е. Концепция генетической деэволюции представлений программы. Часть 1 // Вопросы кибербезопасности. 2024. № 1(59). С. 61–66. DOI:10.21681/2311-3456-2024-1-61-66. EDN:CBCKRF
13. Израилов К.Е. Концепция генетической деэволюции представлений программы. Часть 2 // Вопросы кибербезопасности. 2024. № 2(60). С. 81–86. DOI:10.21681/2311-3456-2024-2-81-86. EDN:JUBPML
14. Hamberger P., Klammer C., Luger T., Moser M., Pfeiffer M., Piereder C. Specification-Based Test Case Generation for C++ Engineering Software // Proceedings of the International Conference on Software Maintenance and Evolution (ICSME, Bogotá, Colombia, 01–06 October 2023). IEEE, 2023. PP. 519–529. DOI:10.1109/ICSME58846.2023.00066
15. Sato Y. Specification-Based Test Case Generation with Constrained Genetic Programming // Proceedings of the 20th International Conference on Software Quality, Reliability and Security Companion (QRS-C, Macau, China, 11–14 December 2020). IEEE, 2020. PP. 98–103. DOI:10.1109/QRS-C51114.2020.00027
16. Huang C., Zhou H., Zhao H., Cai W., Zhou Z.Q., Jiang M. On the Usefulness of Crossover in Search-Based Test Case Generation: An Industrial Report // Proceedings of the 29th Asia-Pacific Software Engineering Conference (APSEC, Japan, 06–09 December 2022). IEEE, 2022. PP. 417–421. DOI:10.1109/APSEC57359.2022.00054
17. Schwachhofer D., Angione F., Becker S., Wagner S., Sauer M., Bernardi P., Polian I. Optimizing System-Level Test Program Generation via Genetic Programming // Proceedings of the European Test Symposium (ETS, The Hague, Netherlands, 20–24 May 2024). IEEE, 2024. PP. 1–4. DOI:10.1109/ETS61313.2024.10567817
18. Supaartagorn C. Web application for automatic code generator using a structured flowchart // Proceedings of the International Conference on Software Engineering and Service Science (ICSESS, Beijing, China, 24–26 November 2017). IEEE, 2017. PP. 114–117. DOI:10.1109/ICSESS.2017.8342876
19. Shinde K., Sun Y. Template-Based Code Generation Framework for Data-Driven Software Development // Proceedings of the 4th Intl Conf on Applied Computing and Information Technology / 3rd Intl Conf on Computational Science / Intelligence and Applied Informatics / 1st Intl Conf on Big Data, Cloud Computing, Data Science & Engineering (ACIT-CSII-BCD, Las Vegas, USA, 12–14 December 2016). IEEE, 2016. PP. 55–60. DOI:10.1109/ACIT-CSII-BCD.2016.023
20. Shimonaka K., Sumi S., Higo Y., Kusumoto S. Identifying Auto-Generated Code by Using Machine Learning Techniques // Proceedings of the 7th International Workshop on Empirical Software Engineering in Practice (IWESEP, Osaka, Japan, 13 March 2016). IEEE, 2016. PP. 18–23. DOI:10.1109/IWESEP.2016.18
21. Igwe K., Pillay N. Automatic programming using genetic programming // Proceedings of the Third World Congress on Information and Communication Technologies (WICT 2013, Hanoi, Vietnam, 15–18 December 2013). IEEE, 2013. PP. 337–342. DOI:10.1109/WICT.2013.7113158
22. Бирюков Д.Н., Дудкин А.С., Захаров О.О. Способ тестирования средств защиты информации на основе применения многовариантной генерации исходного кода по заданной функциональной спецификации // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. 2022. № 684. С. 113–122. EDN:BJWKLK
23. Самохвалов Э.Н., Ревунков Г.И., Гапанюк Ю.Е. Генерация исходного кода программного обеспечения на основе многоуровневого набора правил // Вестник Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана. Серия Приборостроение. 2014. № 5(98). С. 77–87. EDN:SVZLSL
24. Соколов А.П., Макаренков В.М., Першин А.Ю., Лаишевский И.А. Разработка программного обеспечения генерации кода на основе шаблонов при создании систем инженерного анализа // Программная инженерия. 2019. Т. 10. № 9-10. С. 400–416. DOI:10.17587/prin.10.400-416. EDN:CHYPRE

25. Довгаль В.М., Корольков О.Ф., Чаплыгин А.А., Королькова В.О. К вопросу решения проблемы автоматической генерации кода программ по заданному управляющему производственному алгоритму // В мире научных открытий. 2012. № 1(25). С. 220–235. EDN:PBBWKP
26. Андрианова А.А., Ицыксон В.М. Технология анализа исходного кода программного обеспечения и частичных спецификаций для автоматизированной генерации тестов // Системы и средства информатики. 2014. Т. 24. № 2. С. 99–113. DOI:10.14357/08696527140207. EDN:SNHATL
27. Саух А.М., Хмельнов А.Е. Трансляция фрагментов исходных текстов программ с использованием спецификаций синтаксиса и семантики языков программирования // Вестник Новосибирского государственного университета. Серия: Информационные технологии. 2013. Т. 11. № 3. С. 53–62. EDN:RCHBLB
28. Haq I.U., Caballero J.A. Survey of Binary Code Similarity // ACM Computing Surveys. 2021. Vol. 54. Iss. 3. PP. 1–38. DOI:10.1145/3446371. EDN:KEPQCC
29. Куделя В.Н. Методы перечисления путей в графе // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2023. Т. 15. № 5. С. 28–38. DOI:10.36724/2409-5419-2023-15-5-28-38. EDN:HQEASN
30. Кусаинов А.Р., Глазырина Н.С. Обзор инструментов статического анализа программного кода // Colloquium-Journal. 2020. № 32-1(84). С. 48–52. EDN:JXSKQX

## References

1. Tan T.-T., Wang B.-S., Tang Y., Zhou X. Crash Analysis Mechanisms in Vulnerability Mining Research. *Proceedings of the 4th International Conference on Computer and Communication Systems, 23–25 February 2019, Singapore, Singapore*. IEEE; 2019. p.355–359. DOI:10.1109/CCOMS.2019.8821775
2. Chondamrongkul N., Sun J., Warren I. Automated Security Analysis for Microservice Architecture. *Proceedings of the International Conference on Software Architecture Companion, 16–20 March 2020, Salvador, Brazil*. IEEE; 2020. p.79–82. DOI:10.1109/ICSA-C50368.2020.00024
3. Iannone E., Guadagni R., Ferrucci F., De Lucia A., Palomba F. The Secret Life of Software Vulnerabilities: a Large-Scale Empirical Study. *IEEE Transactions on Software Engineering*. 2023;49(1):44–63. DOI:10.1109/TSE.2022.3140868. EDN:GKKIKO
4. Fu J., Zhang K., Zheng J., Li W., Zhu Y. Research and Application of Grey Box Detection Technology Based on Reverse Engineering and Dynamic Pollution Diffusion. *Proceedings of the 7th Information Technology and Mechatronics Engineering Conference, 15–17 September 2023, Chongqing, China*. IEEE; 2023. p.2380–2384. DOI:10.1109/ITOEC57671.2023.10291380
5. Devine T.R., Campbell M., Anderson M., Dzielski D. SREP+SAST: A Comparison of Tools for Reverse Engineering Machine Code to Detect Cybersecurity Vulnerabilities in Binary Executables. *Proceedings of the International Conference on Computational Science and Computational Intelligence, 14–16 December 2022, Las Vegas, USA*. IEEE; 2022. p.862–869. DOI:10.1109/CSCI58124.2022.00156
6. Bhardwaj V., Kukreja V., Sharma C., Kansal I., Popali R. Reverse Engineering-A Method for Analyzing Malicious Code Behavior. *Proceedings of the International Conference on Advances in Computing, Communication, and Control, 03–04 December 2021, Mumbai, India*. IEEE; 2021. p.1–5. DOI:10.1109/ICAC353642.2021.9697150
7. Izrailov K.E., Pokusov V.V. Software platform architecture for converting machine code into a high-level representation for expert search of vulnerabilities. *Scientific Works of the Kuban State Technological University*. 2021;6:93–111. (in Russ.) EDN:AIOUWF
8. Buinevich M.V., Izrailov K.E., Pokusov V.V., Tailakov V.A., Fedulina I.N. An intelligent method of machine code algorithmization for vulnerabilities search. *Zashita informacii. Inside*. 2020;5(95):57–63. (in Russ.) EDN:HIHDOM
9. Cummins C., Fisches Z.V., Ben-Nun T., Hoefler T., O'Boyle M.F.P., Leather H. ProGraML: A Graph-based Program Representation for Data Flow Analysis and Compiler Optimizations. *Proceedings of the 38th International Conference on Machine Learning, PMLR, 18–24 July 2021, vol.139*. 2021. p.2244–2253.
10. Izrailov K. Genetic Decompilation Concept of the Telecommunication Devices Machine Code. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2021;7(4):10–17. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-4-95-109. EDN:AIOFPM
11. Tonis R.B.M. Automating Scientific Paper Screening with Backus-Naur Form (BNF) Grammars. *Didactica danubiensis*. 2024;4(1):46–57.
12. Izrailov K.E. The genetic de-evolution concept of program representations. Part 1. *Voprosy kiberbezopasnosti*. 2024;1(59): 61–66. (in Russ.) DOI:10.21681/2311-3456-2024-1-61-66. EDN:CBCKRF
13. Izrailov K.E. The genetic de-evolution concept of program representations. Part 2. *Voprosy kiberbezopasnosti*. 2024;2(60): 81–86. (in Russ.) DOI:10.21681/2311-3456-2024-2-81-86. EDN:JUBPML
14. Hamberger P., Klammer C., Luger T., Moser M., Pfeiffer M., Piereder C. Specification-Based Test Case Generation for C++ Engineering Software. *Proceedings of the International Conference on Software Maintenance and Evolution, ICSME, 01–06 October 2023, Bogotá, Colombia*. IEEE; 2023. p.519–529. DOI:10.1109/ICSME58846.2023.00066
15. Sato Y. Specification-Based Test Case Generation with Constrained Genetic Programming. *Proceedings of the 20th International Conference on Software Quality, Reliability and Security Companion, QRS-C, 11–14 December 2020, Macau, China*. IEEE; 2020. p.98–103. DOI:10.1109/QRS-C51114.2020.00027
16. Huang C., Zhou H., Zhao H., Cai W., Zhou Z.Q., Jiang M. On the Usefulness of Crossover in Search-Based Test Case Generation: An Industrial Report. *Proceedings of the 29th Asia-Pacific Software Engineering Conference, APSEC, 06–09 December 2022, Japan*. IEEE; 2022. p.417–421. DOI:10.1109/APSEC57359.2022.00054
17. Schwachhofer D., Angione F., Becker S., Wagner S., Sauer M., Bernardi P., Polian I. Optimizing System-Level Test Program Generation via Genetic Programming. *Proceedings of the European Test Symposium, ETS, 20–24 May 2024, The Hague, Netherlands*. IEEE; 2024. p.1–4. DOI:10.1109/ETS61313.2024.10567817

18. Supaartagorn C. Web application for automatic code generator using a structured flowchart. *Proceedings of the International Conference on Software Engineering and Service Science, ICSESS, 24–26 November 2017, Beijing, China*. IEEE; 2017. p.114–117. DOI:10.1109/ICSESS.2017.8342876
19. Shinde K., Sun Y. Template-Based Code Generation Framework for Data-Driven Software Development. *Proceedings of the 4th Intl Conf on Applied Computing and Information Technology / 3rd Intl Conf on Computational Science / Intelligence and Applied Informatics / 1st Intl Conf on Big Data, Cloud Computing, Data Science & Engineering, ACIT-CSII-BCD, 12–14 December 2016, Las Vegas, USA*. IEEE; 2016. p.55–60. DOI:10.1109/ACIT-CSII-BCD.2016.023
20. Shimonaka K., Sumi S., Higo Y., Kusumoto S. Identifying Auto-Generated Code by Using Machine Learning Techniques. *Proceedings of the 7th International Workshop on Empirical Software Engineering in Practice, IWESEP, 13 March 2016, Osaka, Japan*. IEEE; 2016. p.18–23. DOI:10.1109/IWESEP.2016.18
21. Igwe K., Pillay N. Automatic programming using genetic programming. *Proceedings of the Third World Congress on Information and Communication Technologies, WICT 2013, 15–18 December 2013, Hanoi, Vietnam*. IEEE; 2013. p.337–342. DOI:10.1109/WICT.2013.7113158
22. Biryukov D.N., Dudkin A.S., Zakharov O.O. A method for testing information security tools based on the use of multivariate source code generation according to a given functional specification. *Proceedings of the Mozhaisky Military Space Academy*. 2022;684:113–122. (in Russ.) EDN:BJWKLG
23. Samohvalov E.N., Revunkov G.I., Gapanyuk Yu.E. Source code generation of software based on multilevel set of rules. *Herald of the Bauman Moscow State Technical University. Series Instrument Engineering*. 2014;5(98):77–87. (in Russ.) EDN:SVZLSL
24. Sokolov A.P., Makarenkov V.M., Pershin A.Yu., Laishevskiy I.A. Development of template-based code generation software for development of computer-aided engineering system. *Software Engineering*. 2019;10(9-10):400–416. (in Russ.) DOI:10.17587/prin.10.400-416. EDN:CHYPRE
25. Dovgal V.M., Korolkov O.F., Chaplygin A.A., Korolkova V.O. Considering of solving automatic code generation problem basing on given control production algorithm. *In the World of Scientific Discoveries*. 2012(1);25:220–235. (in Russ.) EDN:PBBWKP
26. Andrianova A., Itsyson V. Source code and partial specifications analysis for automated generation of unit tests. *Systems and Means of Informatics*. 2014;24(2):99–113. (in Russ.) DOI:10.14357/08696527140207. EDN:SJHATL
27. Saukh A.M., Hmel'nov A.E. Source code fragments translation based on programming languages syntax and semantics specifications. *Vestnik NSU. Series: Information Technologies*. 2013;11(3):53–62. (in Russ.) EDN:RCHBLB
28. Haq I.U., Caballero J.A. Survey of Binary Code Similarity. *ACM Computing Surveys*. 2021;54(3):1–38. DOI:10.1145/3446371. EDN:KEPQCC
29. Kudelya V.N. Methods for enumerating paths in a graph. *H&ES Research*. 2023;15(5):28–38. (in Russ.) DOI:10.36724/2409-5419-2023-15-5-28-38. EDN:HQEASN
30. Kussainov A.R., Glazyrina N.S. Overview of static program code analysis tools. *Colloquium-Journal*. 2020;32-1(84):48–52. (in Russ.) EDN:JXSKQX

Статья поступила в редакцию 09.07.2025; одобрена после рецензирования 09.08.2025; принята к публикации 26.08.2025.

The article was submitted 09.07.2025; approved after reviewing 09.08.2025; accepted for publication 26.08.2025.

## Информация об авторах:

**ИЗРАИЛОВ**  
**Константин Евгеньевич**

кандидат технических наук, доцент, профессор кафедры прикладной математики и безопасности информационных технологий Санкт-Петербургского университета государственной противопожарной службы МЧС России  <https://orcid.org/0000-0002-9412-5693>

**БУЙНЕВИЧ**  
**Михаил Викторович**

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры КБ-4 МИРЭА – Российского технологического университета  <https://orcid.org/0000-0001-8146-0022>

Буйневич М.В. является членом редакционного совета журнала «Труды учебных заведений связи» с 2016 г., но не имеет никакого отношения к решению опубликовать эту статью. Статья прошла принятую в журнале процедуру рецензирования. Об иных конфликтах интересов авторы не заявляли.

Buinevich M.V. has been a member of the journal "Proceedings of Telecommunication Universities" Editorial Council since 2016, but has nothing to do with the decision to publish this article. The article has passed the review procedure accepted in the journal. The author has not declared any other conflicts of interest.



7–10 апреля 2026

# СВЯЗЬ

38-я международная  
выставка «Информационные  
и коммуникационные технологии»

Экспозиция «Навитех» —  
«Навигационные системы, технологии и услуги»



Россия, Москва,  
ВК «Тимирязев Центр»

[www.sviyaz-expo.ru](http://www.sviyaz-expo.ru)

12+  
Реклама



Организатор



Под патронатом



В рамках



План издания научной литературы 2025 г., п. 12

Усл.-печ. л.  
18,25

Формат  
60×84<sub>1/8</sub>

Заказ  
№ 1631

Учредитель и издатель:

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования "Санкт-Петербургский государственный университет  
телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича"

E-mail: [tuzs@sut.ru](mailto:tuzs@sut.ru) Web: [tuzs.sut.ru](http://tuzs.sut.ru) VK: [vk.com/spbtuzs](https://vk.com/spbtuzs)

