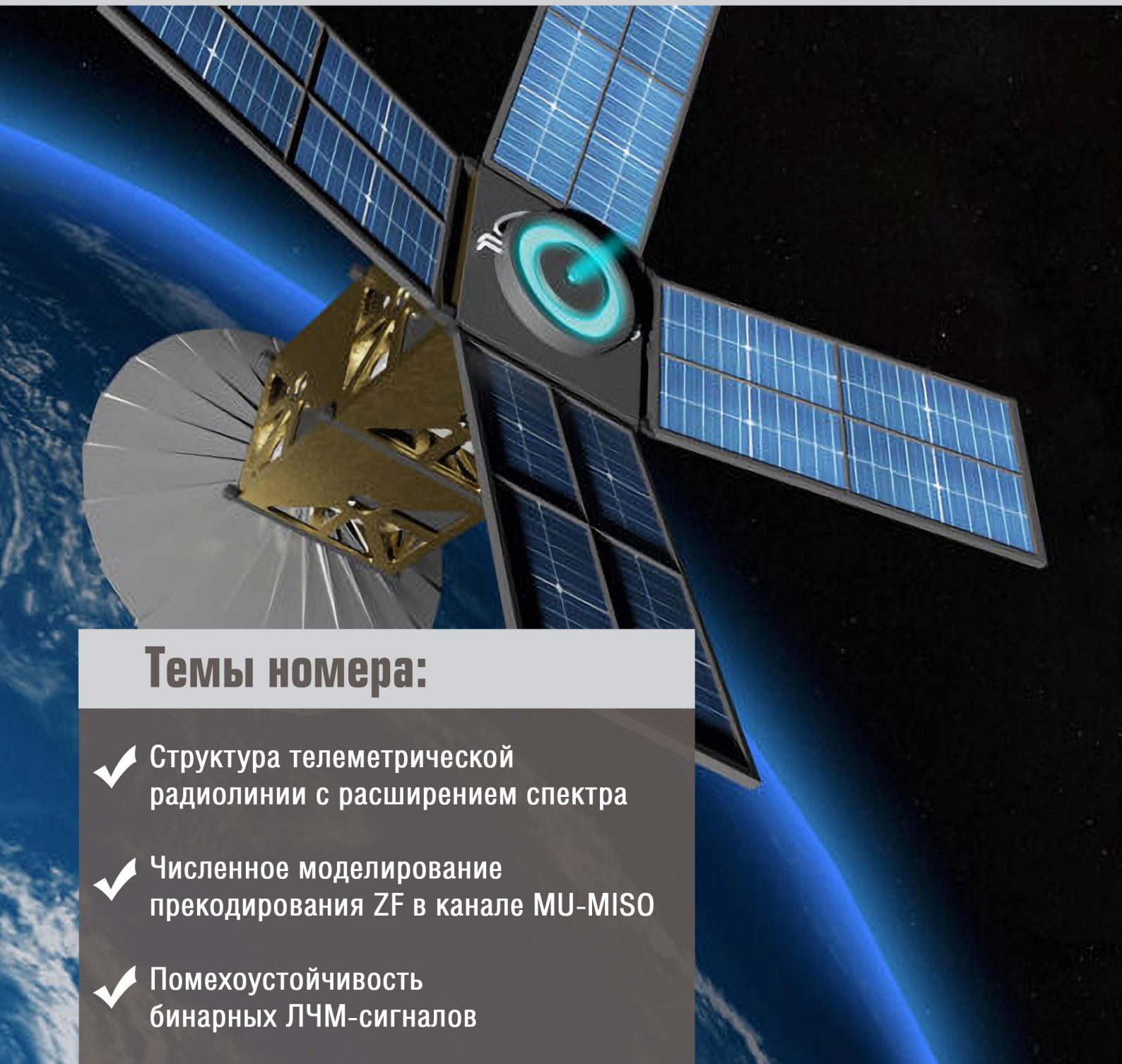




Том 10. № 2
2024

ISSN 1813-324X (Print)
ISSN 2712-8830 (Online)

ТРУДЫ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ СВЯЗИ



Темы номера:

- ✓ Структура телеметрической радиолинии с расширением спектра
- ✓ Численное моделирование прекодирования ZF в канале MU-MISO
- ✓ Помехоустойчивость бинарных ЛЧМ-сигналов

Vol. 10. Iss. 2
2024

PROCEEDINGS
OF TELECOMMUNICATION UNIVERSITIES

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

Научный журнал

ТРУДЫ
УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ СВЯЗИ

Том 10. № 2

Proceedings of Telecommunication Universities

Vol. 10. Iss. 2

Санкт-Петербург

2024

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

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

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

R.V. Kirichek DSc, associate prof., The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University
Editor-in-chief of Telecommunications (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia

A.G. Vladiko PhD, associate prof., The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University
Deputy editor-in-chief of Telecommunications (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia

M.V. Buinevich DSc, prof., Saint-Petersburg University of State Fire Service of EMERCOM of Russia,
Saint-Petersburg, Russia

A.O. Zenevich DSc, prof., Belarusian State Academy of Communications, Minsk, Republic of Belarus

N.N. Rozanov DSc, prof., member-corr. RAS, Open Joint Stock Company «S.I. Vavilov State Optical Institute» (SOI),
Saint-Petersburg, Russia

K.V. Dukel'skii DSc, associate prof., Open Joint Stock Company «S.I. Vavilov State Optical Institute» (SOI),
Saint-Petersburg, Russia

Y. Koucheryavy PhD, Tampere University of Technology, Tampere, Finland

B.T. Karimov PhD, Institute of Electronics and Telecommunications, Kyrgyz State Technical University
named after I. Razzakov, Bishkek, Kyrgyzstan

O.A. Tiamiyu PhD, University of Ilorin, Ilorin, Nigeria

I.D. Kozin DSc, prof., Almaty University of Power Engineering and Telecommunications, Almaty, Kazakhstan

K.E. Samuilov DSc, prof., Peoples' Friendship University (RUDN), Moscow, Russia

S.N. Stepanov DSc, prof., Moscow Technical University of Communication and Informatics (MTUCI),
Moscow, Russia

A.V. Roslyakov DSc, prof., Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics (PSUTI), Samara,
Russia

A.E. Koucheryavy DSc, prof., The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunication (SPbSUT),
Saint-Petersburg, Russia

A.K. Kanaev DSc, prof., Emperor Alexander I-st Petersburg State Transport University (PSTU),
Saint-Petersburg, Russia

S.N. Novikov DSc, prof., Siberian State University of Telecommunications and Information Sciences (SibSUTIS),
Novosibirsk, Russia

S.V. Dvornikov DSc, prof., Military Academy of Telecommunications named after Marshal Union S.M. Budyonny,
Saint-Petersburg, Russia

V.I. Korzhik DSc, prof., The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunication (SPbSUT),
Saint-Petersburg, Russia

Yu.A. Kovalgin 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.)

Подписной индекс в объединенном каталоге «ПРЕССА РОССИИ»: 59983

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)

Subscription index for joint catalog «PRESSA ROSSII»: 59983

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: 193232, Санкт-Петербург,

редакции: пр. Большевиков, 22/1, к. 334/2

Тел.: +7 (812) 326-31-63, м. т. 2022, +79643759970

E-mail: 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.**

Обложка: <https://brightascension.com>

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

Publisher 191186, Saint Petersburg,

address: Moika river embankment, 61-A

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

Phone: +7 (812) 326-31-63, local 2022, +79643759970

E-mail: tuzs@sut.ru

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

Executive Editor **Tatarnikova I.M.**

Commissioning Editor **Yashugin D.N.**

Design: **Korovin V.M.**

Cover: <https://brightascension.com>

ВЫХОДНЫЕ ДАННЫЕ / IMPRINT

Дата выхода в свет: 27.04.2024
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: 27.04.2024
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

- | | | |
|---|---|--|
| <p>Калачиков А.А.
Численное моделирование прекодирования ZF
и оптимального прекодирования в канале MU-MISO
при задержках информации о канале</p> | 7 | <p>Kalachikov A.
Numerical evaluation of optimal precoding
algorithm and zero forcing precoding
in MU-MISO channel with channel aging</p> |
|---|---|--|

ЭЛЕКТРОНИКА, ФОТОНИКА, ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И СВЯЗЬ

- | | | |
|--|----|---|
| <p>Грицкевич И.Ю., Гоголь А.А.
Алгоритм безэталонной оценки качества изображений</p> | 16 | <p>Gritskevich I., Gogol A.
No-reference image quality assessment algorithm</p> |
| <p>Дворников С.С., Селиванов С.В.,
Дворников С.В.
Помехоустойчивость бинарных ЛЧМ-сигналов</p> | 24 | <p>Dvornikov-jr S., Selivanov S.,
Dvornikov S.
Noise immunity of binary chirp signals</p> |
| <p>Канаев А.К., Казакевич Е.В.,
Сахарова М.А., Прошин Ф.А.
Моделирование процесса обработки меток времени
на устройствах транспортной сети</p> | 34 | <p>Kanaev A., Kazakevich E.,
Saharova M., Proshin F.
Modelling of timestamp processing
within transport network equipment</p> |
| <p>Караваяев Д.А., Глушанков Е.И.
Структура телеметрической радиолинии
с расширением спектра для низкоорбитального
малого космического аппарата</p> | 48 | <p>Karavaev D., Glushankov E.
Structure of spread spectrum telemetry radio link
for LEO small satellite</p> |
| <p>Кравец Е.В., Семенова Е.Г.
Исследование интермодуляционных составляющих
сигналов лазерных виброметров для безошибочного
определения параметров колебаний</p> | 57 | <p>Kravets E., Semenova E.
A research of intermodulation components in laser
vibrometers for precise measurement
of oscillations</p> |
| <p>Кучерявый А.Е., Окунева Д.В.,
Парамонов А.И., Хоанг Ф.Н.
Методы распределения трафика
в гетерогенной сети Интернета вещей
высокой плотности</p> | 67 | <p>Koucheryavy A., Okuneva D.,
Paramonov A., Huang F.
Methods of traffic distribution
in a heterogeneous high-density
Internet of things network</p> |

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

- | | | |
|---|----|--|
| <p>Григорьев Е.К.
Анализ спектральных характеристик результатов
матричного маскирования изображений</p> | 76 | <p>Grigoriev E.
Spectral characteristics analysis of images matrix
masking results</p> |
| <p>Сазонов К.В., Михайлов Р.Л.,
Ратушин А.П.
Методика управления эффективностью
технических систем</p> | 83 | <p>Sazonov K., Mikhailov R.,
Ratushin A.
Technical systems effectiveness management
technique</p> |
| <p>Чечулин А.А., Коломеец М.В.
Подход к обнаружению вредоносных ботов
в социальной сети ВКонтакте и оценка их параметров</p> | 92 | <p>Chechulin A., Kolomeets M.
Approach to detecting malicious bots
in the VKontakte social network and assessing
their parameters</p> |

КОМПЬЮТЕРНЫЕ НАУКИ И ИНФОРМАТИКА

1.2.2 – Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ

Научная статья

УДК 621.391

DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-7-14



Численное моделирование прекодирования ZF и оптимального прекодирования в канале MU-MISO при задержках информации о канале

Александр Александрович Калачиков ✉, 330rts@gmail.com

Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики,
Новосибирск, 630102, Российская Федерация

Аннотация: В статье рассматривается влияние задержек измеренного состояния канала, вызванное перемещением абонентов и эффектом его старения, на характеристики прекодирования в многопользовательской системе MISO в нисходящем направлении. Рассматриваются алгоритмы прекодирования – метод обнуления интерференции (ZF) и метод, основанный на численной оптимизации для вычисления весовых векторов прекодирования с целью повышения суммарной спектральной эффективности многопользовательской системы. Для проведения численного моделирования используется пакет моделирования радиоканала QuaDRiGa, позволяющий получить необходимый объем реализаций канала MISO при перемещении абонентов с различной скоростью. Сравнение полученных характеристик прекодирования сравниваемых алгоритмов в канале с перемещением абонентов и наличием пространственной корреляции выполняется на основе функции распределения средней спектральной эффективности по множеству пользователей.

Ключевые слова: многопользовательская система MU-MISO, пространственное мультиплексирование, модель канала MISO, устаревание канала, прекодирование MU-MISO, спектральная эффективность

Ссылка для цитирования: Калачиков А.А. Численное моделирование прекодирования ZF и оптимального прекодирования в канале MU-MISO при задержках информации состояния // Труды учебных заведений связи. 2024. Т. 10. № 2. С. 7–14. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-7-14. EDN:UUVIZN

Numtrical Evaluation of Optimal Precoding Algorithm and Zero Forcing Precoding in MU-MISO Channel with Channel Aging

Alexander Kalachikov ✉, 330rts@gmail.com

Siberian State University of Telecommunications and Information Sciences,
Novosibirsk, 630102, Russian Federation

Abstract: In paper the numerical investigation of the impact of delayed channel state information (CSI) due to user movement and caused channel aging on the performance of multiuser precoder in downlink MISO system. The time variant CSI is obtained by the least squares channel estimation. We consider Zero Forcing algorithm and numerical optimization based solution of calculating precoder vectors maximizing sum rate of multiuser system. For numerical simulation the QuaDRiGa channel model reflecting the real propagation conditions for moving users is used. The obtained performance of multiuser Zero Forcing and optimization based beamforming in spatially correlated channel are compared based on the empirical cumulative density function of the sum rate of multiple users.

Keywords: *multiuser precoding, QUADRIGA 3GPP channel model, ZF precoding, optimal precoding design, channel aging*

For citation: Kalachikov A. Numtrical Evaluation of Optimal Precoding Algorithm and Zero Forcing Precoding in MU-MISO Channel with Channel Aging. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2024;10(2):7–14. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-7-14. EDN:UUVIZN

Введение

Применение многоантенных систем MIMO позволяет повысить спектральную эффективность и получить выигрыш от пространственного мультиплексирования в многопользовательских системах MU-MISO при использовании соответствующего формирования сигналов на основе прекодирования. Основной выигрыш от применения прекодирования в системах MIMO зависит от текущих условий распространения сигналов в канале и от точности измерения информации о состоянии канала (CSI, *аббр. от англ.* Channel State Information) на стороне базовой станции (БС) при вычислении весовых векторов прекодирования.

Точная и актуальная CSI в виде оценки канала очень важна для задач прекодирования в нисходящем (DL, *аббр. от англ.* Downlink) направлении и для комбинирования сигналов абонентов в восходящем (UL, *аббр. от англ.* Uplink) направлении. В системе связи OFDM (*аббр. от англ.* Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) с перемещением абонентов быстрое изменение состояния канала может произойти за несколько передаваемых символов. Для мобильных пользователей импульсная характеристика канала меняется во времени, и интервал когерентности снижается.

Обработка сигналов на стороне БС, включающая в себя оценивание канала по пилот-сигналам, распределение ресурсов системы, вычисление векторов прекодирования вызывает задержки, способные превысить время когерентности канала, интервал времени, после которого оценка канала CSI является неактуальной, устаревшей.

Отличие состояния канала (импульсной или частотной характеристики), полученного при его оценке, по которой производится вычисление весовых векторов прекодирования, от его реальной текущей импульсной характеристики называют старением канала (*от англ.* Channel Aging). Уже на средней скорости перемещения абонентов (порядка 30 км/ч) характеристики системы снижаются на 50 % по сравнению с малоподвижными абонентами [1, 2]. Поэтому изучение влияния старения канала на характеристики системы связи является важным для правильной конфигурации параметров сигнала многопользовательской системы связи.

Модель канала при наличии эффекта его старения рассмотрена в предположении, что: автокорреляционная функция канала во времени описывается

моделью Джейкса – Кларка, а смещение Доплера приводит к тому, что импульсная характеристика канала описывается функцией Бесселя первого рода нулевого порядка [3]. Но реальные каналы описываются ограниченным угловым рассеянием многолучевых компонент, и на практике временная корреляция отличается от модели Джейкса – Кларка. Для численного моделирования алгоритмов обработки сигналов и оценивания канала при наличии старения канала необходимо использовать модель канала связи, отображающую реальные условия распространения при неравномерном рассеянии и наличии пространственной корреляции.

В первом разделе проводится изучение влияния эффекта старения канала на характеристики прекодирования в многопользовательской нисходящей системе MISO для пользователей на транспортных средствах в реалистичных условиях распространения сигнала и пространственно-коррелированных каналах связи. Описываются параметры канала со старением, которые используются в разделе моделирования. Для оценки влияния эффекта старения используется имитационное моделирование на основе модели канала с открытым кодом, реализующим принцип геометрического вероятностного моделирования условий распространения. Во втором разделе представлены результаты моделирования и их сравнительный анализ.

1. ОПИСАНИЕ АЛГОРИТМОВ

1.1. Модель системы

Рассматриваемая система состоит из БС (оборудованной многоэлементной антенной из N_T элементов и мощности передатчика P), и K мобильных пользователей, каждый из которых оборудован одной антенной. Канал каждого пользователя описывается набором коэффициентов в виде вектора $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$.

Передаваемые символы на многоэлементной антенне на каждом символьном интервале $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ составляются в виде:

$$\mathbf{X} = \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k s_k,$$

где s_k – передаваемый информационный символ пользователя k ; $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ – вектор прекодирования пользователя k .

Принятый сигнал пользователя k на поднесущей с номером sk и номером символа n выражается в виде:

$$y_{k,n,sk} = \mathbf{h}_{k,n,sk}^T \mathbf{X}_{n,sk} + n_{k,n,sk} \text{ для } k = 1, \dots, K. \quad (1)$$

где $n_{k,n,sk}$ – комплексный гауссовский шум с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_k^2 .

Матрица канала MU-MIMO состоит из векторов каналов пользователей:

$$\mathbf{H}_{n,s} = [\mathbf{h}_{1,n,sk} \dots \mathbf{h}_{K,n,sk}]^T,$$

и вектор принятых символов от K пользователей на стороне БС определяется как:

$$\mathbf{y}_{n,sk} = \mathbf{H}_{n,sk}^T \mathbf{X}_{n,sk} + n_{n,sk}. \quad (2)$$

Принятый скалярный сигнал для подвижного абонента с номером k с использованием векторов прекодирования определяется в виде:

$$y_k = \mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k s_k + \sum_{j \neq k} \mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_j s_j + n_k \text{ для } k = 1, \quad (3)$$

где слагаемое в виде суммы соответствует сигналам интерференции, возникающим при передаче данных пользователей, использующих тот же частотно-временной ресурс системы [4].

В качестве показателя эффективности в системах мобильной связи используется величина спектральной эффективности. Для многопользовательских систем MU-MIMO спектральная эффективность по совокупности пользователей вычисляется как сумма спектральных эффективностей по всем пользователям по всем поднесущим и зависит от отношения сигнал/(шум + интерференция) – SINR (аббр. от англ. Signal to Interference + Noise Ratio) Величина SINR пользователя k вычисляется по выражению:

$$SINR_k = \frac{|\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{j \neq k} |\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_j|^2 + K \sigma^2 / P}. \quad (4)$$

Выражение для спектральной эффективности по всем пользователям записывается в виде:

$$R_{BF} = \sum_{k=1}^K (\log_2(1 + SINR_k)) \text{ [бит/с/Гц]}.$$

1.2. Устаревание канала

Из-за передвижения мобильных абонентов возникает временное изменение условий распространения, которое оказывает влияние на свойства канала в пределах ресурсного слота системы. Измеренная частотная характеристика канала устаревает за это время, канал изменяется к моменту, когда измеренная частотная характеристика используется для вычисления весовых коэффициентов

прекодирования, что снижает спектральную эффективность системы вследствие слабого подавления интерференции между пользователями.

Для анализа свойств алгоритмов прекодирования и оценивания системных параметров требуется модель канала, которая описывает временную и пространственную корреляцию коэффициентов канала, которые изменяются во времени.

Вектор канала $\mathbf{h}_k[n]$ для пользователя k в момент времени n описывается как функция его начального состояния $\mathbf{h}_k[0]$ и инновационной компоненты в виде:

$$\mathbf{h}_k[n] = \rho_k[n] \mathbf{h}_k[0] + \bar{\rho}_k[n] \mathbf{g}_k[n], \quad (5)$$

где индекс времени 0 соответствует последнему символу, переданному в период оценивания канала; $\mathbf{g}_k[n]$ – независимый инновационный компонент в момент времени n ; $\rho_k[n]$ – коэффициент корреляции вектора канала между реализациями канала в момент времени 0 и n ; $\bar{\rho}_k[n] = \sqrt{1 - \rho_k^2[n]}$.

Для изотропных условий рассеяния $\rho_k[n]$ соответствует:

$$\rho_k[n] = J_0(2\pi f_D T_s n),$$

где $J_0(\cdot)$ – функция Бесселя первого рода нулевого порядка; T_s – интервал дискретизации (длительность символа OFDM); f_D – максимальный частотный сдвиг Доплера для пользователя со скоростью v и центральной частотой f_c .

Разница между текущим вектором канала $\mathbf{h}_k[n]$ и частью $\rho_k[n] \mathbf{h}_k[0]$ может рассматриваться как ошибка аппроксимации, проводящая к снижению эффективности прекодирования при подавлении интерференции между пользователями [5].

1.3. Оценивание канала по методу наименьших квадратов

Вычисление весовых векторов прекодирования требует точного знания информации о состоянии канала, которая определяется на стороне БС по входящему сигналу абонента, предполагая, что система функционирует в режиме временного разделения (TDD, аббр. от англ. Time Division Duplex) на основе обратимости свойств канала для UL и DL направлений.

Оценивание канала по методу наименьших квадратов (LS, аббр. от англ. Least Squares) выполняется на поднесущих пилот-сигналов в частотной области, используя сформированные последовательно зондирующие опорных сигналов (SRS, аббр. от англ. Sounding Reference Signal), которые равномерно распределяются по поднесущим сигнала для всех пользователей. Оценка канала на каждой поднесущей с пилот-сигналами для переданного $X[m]$ и принятого $Y[m]$ символов вычисляется по выражению:

$$\hat{H}_{LS}[m] = \frac{Y[m]}{X[m]}, m = 0, \dots, M-1.$$

Среднеквадратическая ошибка (MSE, аббр. от англ. Mean Squared Error) LS-оценки канала вычисляется как:

$$MSE_{LS} = \frac{\sigma_n^2}{\sigma_x^2}$$

и обратно пропорциональна отношению сигнал/шум [6] в канале.

1.4. Прекодирование по алгоритму ZF

Весовые векторы прекодирования вычисляются по алгоритму обнуления сигналов интерференции (ZF, аббр. от англ. Zero-Forcing) с учетом текущих условий распространения сигналов, и применяются в целях снижения взаимной интерференции между сигналами пользователей, разделяющими частотно-временной ресурс системы связи. Вектор прекодирования ZF $\mathbf{w}_k$ пользователя k вычисляется, исходя из требования ортогональности векторам каналов остальных пользователей $\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j = 0$ для $j \neq k$. На каждой поднесущей сигнала OFDM происходит оценивание матрицы канала $\mathbf{H}_{n,sk}$ для ее использования при вычислении матрицы прекодирования по выражению: $\mathbf{w}_{ZF} = \mathbf{H}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} [7]$.

1.5. Вычисление векторов прекодирования на основе численной оптимизации

Характеристики прекодирования ZF для быстро перемещающихся абонентов в случае задержки оценки канала не являются оптимальными. Поиск оптимальных весовых векторов прекодирования может быть сформулирован как задача выпуклого программирования второго порядка с целью определения стационарных точек. Целью является нахождение весовых коэффициентов $\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_K$, которые максимизируют суммарную спектральную эффективность R_{BF} в зависимости от величин отношения сигнал/шум пользователей $SINR_k$ при ограничении мощности передатчика БС:

$$\max_{\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_K \in \mathbb{C}^{N_t}} R_{BF} \quad (6)$$

с учетом ограничений $\sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 < P$.

Целевая функция R_{BF} зависит от значений величин SINR пользователей, которые являются невыпуклыми функциями векторов прекодирования $(\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_K)$. Поиск весовых векторов прекодирования может быть сформулирован как проблема минимизации общей мощности передатчика с учетом ограничений на SINR пользователей γ_k у каждого из K абонентов. Величины γ_k являются минимальными допустимыми значениями SINR для пользователя k . Соответствующая задача минимизации формулируется в следующем виде:

$$\min_{\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_K \in \mathbb{C}^{N_t}} \sum_{k=1}^K \|\mathbf{w}_k\|^2 \quad (7)$$

с учетом ограничений $SINR_k \geq \gamma_k$.

Решение этой задачи составляют весовые векторы, которые позволяют достичь требуемых величин SINR, используя минимизацию мощности передатчика. Она может быть переформулирована как задача выпуклой оптимизации.

Ограничения $SINR_k \geq \gamma_k$ можно записать как:

$$|\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k|^2 \geq \gamma_k \sum_{j \neq k} |\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_j|^2 + \gamma_k \sigma^2. \quad (8)$$

Скалярное произведение $\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k$ должно быть реальным и положительным $\text{Im}(\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k) = 0$. Записанное в таком виде ограничение SINR является ограничением второго порядка [8, 9].

Задача оптимизации может быть эффективно решена с использованием программной реализации методов выпуклой оптимизации, например, при помощи пакета CVX.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

2.1. Модель канала QuaDRiGa

Моделирование алгоритмов прекодирования выполняется с использованием программной реализации модели канала [10]. Для определения характеристик прекодирования MU-MISO в практических сценариях развертывания используется модель канала 5G NR. Модель канала с открытым исходным кодом QuaDRiGa соответствует стандарту 3GPP, позволяет выполнять моделирование в типовых условиях распространения при различной скорости и траектории перемещения абонентов; для чего она параметризуется в соответствии с необходимым сценарием развертывания сети. Параметры крупномасштабных и мелкомасштабных замираний генерируются вероятностным методом для каждой траектории перемещения абонента [11, 12].

Параметры канала с многолучевым распространением генерируются для каждого пользователя в соответствии с распределением рассеивателей в пространстве. Полученные коэффициенты канала имеют единые пространственные и временные характеристики с данными измерений, использованными в качестве параметров модели.

2.2. Результаты моделирования алгоритмов ZF и метода на основе оптимизации

В данном разделе приводятся результаты численного моделирования алгоритмов прекодирования и определения спектральной эффективности при наличии устаревания канала. Сравнение характеристик прекодеров выполняется на основе функции распределения эргодической суммарной спектральной эффективности. Задача оптимизации ре-

шалась при помощи пакета программ выпуклой оптимизации CVX [13]. Ниже представлены результаты моделирования канала, влияние перемещения абонентов на устаревание канала и эффективность прекодирования по критерию их суммарной спектральной эффективности. Моделирование является продолжением изучения свойств алгоритмов прекодирования [14, 15]. Параметры модели канала в пакете QuaDRiGa приведены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Параметры модели

TABLE 1. Simulation Parameters

Параметр модели	Значение
Версия модели канала	QuaDRiGa v.2.2
Сценарий развертывания	3GPP Berlin UMa NLoS
Количество многолучевых составляющих	47
Центральная частота системы	4,5 ГГц
Полоса частот системы	20 МГц
Количество антенн БС	4, 8, 16
Скорость перемещения абонентов	30, 60 км/ч
Количество абонентов	8

Характеристики прекодирования ZF и на основе численной оптимизации оценивались на уровне системного моделирования по критерию средней спектральной эффективности. На рисунке 1 показано распределение абонентов и траектории их движения для каждого пользователя на линейном интервале 300 м. Размер сценария определяется параметром моделирования. В данном случае выбран параметр 3GPP Berlin UMa NLoS – UMa (*аббр. от англ. Urban Macrocell*) – городская макросота; параметры модели были получены при измерениях распространения в городской застройке Берлина. На рисунке указано положение БС, высота установки антенны – 25 м, начальные положение – 8 абонентов распределены случайно по обслуживаемой территории. Также указаны траектории движения абонентов.

В качестве исходных параметров моделирования указывается тип антенны, количество элементов и ее пространственное расположение. Коэффициенты канала генерируются на основе исходного расположения БС и абонентов, а также сценария развертывания сети. По методике вероятностного геометрического моделирования происходит генерация параметров модели, определяющих крупномасштабные свойства канала – рассеяние задержек путей распространения, угловое рассеяние путей, наличие прямой видимости между БС и антеннами абонентов. После этого генерируются коррелированные в пространстве величины задержек и углов приема отдельных путей распространения.

Потери распространения и затенение были заблокированы при моделировании, и узкополосные векторы каналов нормировались для выбранной поднесущей к единичной мощности. БС оборудована антенной из 16 элементов, количество обслуживаемых пользователей $K = 8$, и каждый пользователь оборудован одной антенной. Центральная частота системы выбрана 4,5 ГГц. Для каждого пользователя определяется линейная траектория движения с заданной скоростью. На указанной траектории во всех экспериментах формируется примерно 12 000 реализаций импульсных характеристик канала на скорости 30 км/ч и около 6 000 – на скорости 60 км/ч.

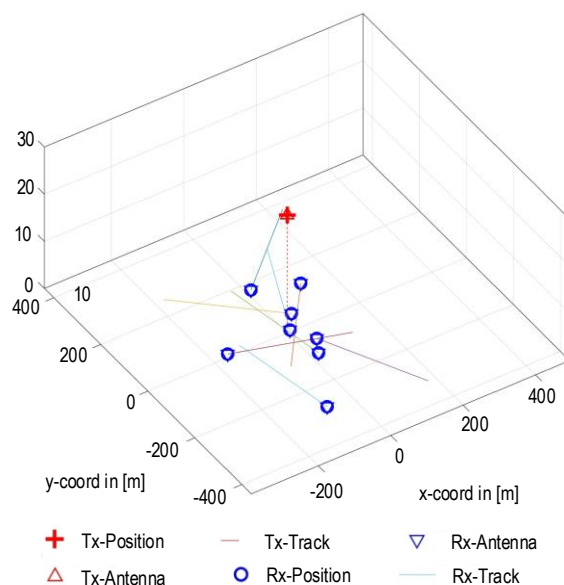


Рис. 1. Распределение абонентов и траектории перемещения в сценарии BERLIN UMa NLoS

Fig. 1. Spatial Distribution of Users and Moving Tracks in BERLIN UMa NLoS Scenario

На рисунке 2 показан спектр Доплера для выбранного пользователя на скорости 60 км/ч. Для канала между БС и абонентом 2 смещение Доплера составляет 250 Гц. Полученные реализации канала для каждого пользователя и передающей антенны состоят из многолучевых компонент.

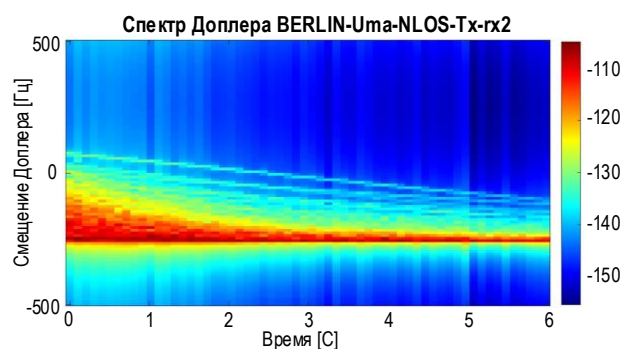


Рис. 2. Смещение спектра Доплера для выбранного абонента

Fig. 2. Doppler Spectrum of the Channel of User 2

Частотная характеристика канала вычисляется по данным компонентам для полосы 20 МГц, разделенной на 512 поднесущих передаваемого сигнала. Для каждой поднесущей вычисляется вектор прекодирования по алгоритму ZF и по методу численной оптимизации.

2.3. Выбор интервала передачи символов с пилот-сигналами в пределах слота

Эффект устаревания канала необходимо учитывать при выборе соответствующего интервала повторения пилот-сигналов в пределах слота передачи. Оценка канала по пилот-сигналам в составе OFDM-символа используется для вычисления векторов прекодирования в последующих передаваемых символах слота. Задержка в применении измеренного канала приводит к увеличению интерференции между пользователями, снижает SINR каждого и суммарную спектральную эффективность.

Для выбора интервала OFDM-символов, содержащих пилот-сигналы в пределах слота используется вычисление SINR пользователей на различных скоростях их движения с применением прекодирования ZF и прекодирования на основе оптимизации.

На рисунке 3 представлены значения DL SINR для двух скоростей пользователей на первых 60 индексах OFDM-символов. Первый символ соответствует положению OFDM-символа с пилот-сигналом, последующие – OFDM-символы передачи данных, используя полученные оценки канала на пилотных поднесущих для вычисления векторов прекодирования.

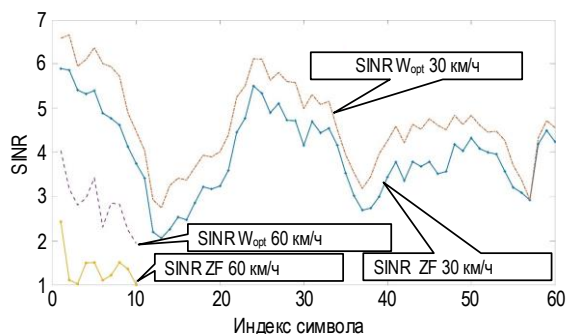


Рис. 3. Распределение SINR при устаревании канала

Fig. 3. Downlink SINR under Channel Aging

Соответствующие реализации канала MISO получены на основе пакета модели канала QuaDRiGa. Величина SINR вычислялась с использованием двух рассматриваемых методов прекодирования для всех пользователей. Колебательный характер значений SINR соответствует временной корреляции коэффициентов канала. Скорость обновления реализаций канала в модели $T_s = 0,001$ с. При увеличении скорости пользователей нормированное смещение частоты Доплера $F_D T_s$ увеличивается, интервал положения первого минимума SINR смещается

вправо. Значение индекса, соответствующее первому минимуму, используется для выбора подходящего интервала размещения пилот-сигналов в слоте для снижения влияния устаревания канала.

2.4. Спектральная эффективность алгоритмов прекодирования ZF и алгоритма на основе численной оптимизации

Влияние ошибок оценивания канала представлено для случаев скорости абонента 30 и 60 км/ч при отношении сигнал/шум 18 дБ. На рисунке 4 представлены функции распределения спектральной эффективности для 8 пользователей на скоростях 30 и 60 км/ч.

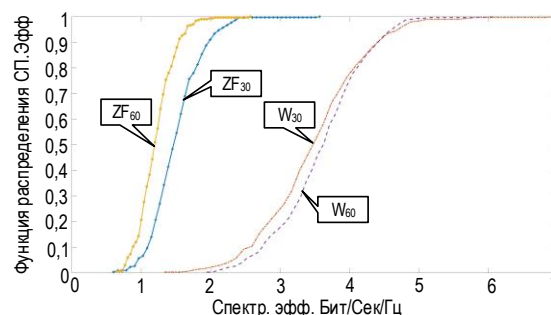


Рис. 4. Функция распределения спектральной эффективности прекодирования ZF и методом оптимизации

Fig. 4. CDF of Sum Rate for ZF Precoding and Optimization Based Precoding

При низких скоростях (около 30 км/ч) разница в характеристиках спектральной эффективности между алгоритмом ZF и численной оптимизацией заметна достаточно отчетливо, среднее значение спектральной эффективности ZF составляет 2,4 бит/с/Гц, а среднее значение спектральной эффективности прекодирования на основе численной оптимизации – 6,5 бит/с/Гц.

С увеличением скорости абонентов снижение характеристик прекодера ZF становится заметнее. На скорости 60 км/ч средняя спектральная эффективность для прекодера ZF составляет 2,1 бит/с/Гц; прекодера на основе численной оптимизации – 6,2 бит/с/Гц. Спектральная эффективность прекодера на основе оптимизации в 3 раза выше по сравнению с показателями прекодера ZF на скорости 60 км/ч, и при отношении сигнал/шум SNR = 18 дБ.

Отличие спектральных эффективностей при разных скоростях движения абонентов можно объяснить влиянием пространственной корреляции на эффект старения канала. При меньшей скорости перемещения меньше угловое рассеяние многолучевых компонент, выше пространственная корреляция в канале – что снижает эффект старения канала. Но увеличение пространственной корреляции приводит к увеличению взаимной интерференции между пользователями и к снижению спектральной эффективности прекодирования.

На рисунке 5 показана зависимость средней спектральной эффективности от SNR для 2-х способов прекодирования на скоростях 30 и 60 км/ч для 8 пользователей системы и 16 антенн на БС. Выигрыш в характеристике метода вычисления весовых коэффициентов на основе численной оптимизации заметен на всем диапазоне SNR.

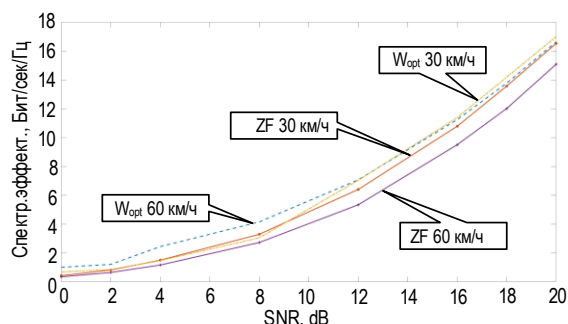


Рис. 5. Зависимость средней спектральной эффективности от отношения сигнал/шум

Fig. 5. Sum Rate vs SNR

2.5. Заключение

При перемещении абонентов и быстром изменении условий распространения на характеристики прекодирования влияет эффект устаревания ка-

нала. Данный эффект проявляется в снижении подавления интерференции между пользователями и снижении спектральной эффективности системы. Используя полученные характеристики изменения SINR для последовательных OFDM-символов, можно выбрать подходящий интервал оценивания канала по пилот-сигналам, выбирая этот интервал по первому минимуму зависимости SINR. Результаты показывают, что применение методов численной оптимизации позволяет получить кодовые вектора прекодирования с характеристиками, превышающими характеристики алгоритма прекодирования ZF для абонентов на транспортных средствах.

Дальнейшее направление работы состоит в изучении свойств указанных алгоритмов прекодирования с использованием планарных антенных решеток большей размерности (Massive MIMO) с антенных элементов с практическими диаграммами направленности, свойств алгоритмов оценки канала, более полно использующих пространственно-временную структуру канала для получения эффективной информации о канале в условиях его устаревания. Также необходимо рассмотреть практически важные алгоритмы прекодирования на основе кодовых книг различной пространственной размерности.

Список источников

1. Truong K.T., Heath R.W. Effects of channel aging in massive MIMO systems // Journal of Communications and Networks. 2013. Vol. 15. Iss. 4. PP. 338–351. DOI:10.1109/JCN.2013.000065
2. Yin H., Wang H., Liu Y., Gesbert D. Addressing the Curse of Mobility in Massive MIMO With Prony-Based Angular-Delay Domain Channel Predictions // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 2020. Vol. 38. Iss. 12. PP. 2903–2917. DOI:10.1109/JSAC.2020.3005473
3. Castañeda E., Silva A., Gameiro A., Kountouris M. An Overview on Resource Allocation Techniques for Multi-User MIMO Systems // Communications Surveys and Tutorials. 2017. Vol. 19. Iss. 1. PP. 239–284. DOI:10.1109/COMST.2016.2618870
4. ETSI TS 138.211 V16.3.0 (2020-11). 5G; NR; Physical channels and modulation.
5. Chopra R., Murthy C.R., Suraweera H.A., Larsson E.G. Performance Analysis of FDD Massive MIMO Systems Under Channel Aging // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2018. Vol. 17. Iss. 2. PP. 1094–1108. DOI:10.1109/TWC.2017.2775629
6. Nguyen L.H., Rheinschmitt R., Wild T., Brink S. Limits of channel estimation and signal combining for multipoint cellular radio (CoMP) // Proceedings of the 8th International Symposium on Wireless Communication Systems (Aachen, Germany, 06–09 November 2011). IEEE, 2011. PP. 176–180. DOI:10.1109/ISWCS.2011.6125333
7. Zheng J., Zhang J., Bjornson E., Ai B. Impact of Channel Aging on Cell-Free Massive MIMO Over Spatially Correlated Channels // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2021. Vol. 20. Iss. 10. PP. 6451–6466. DOI:10.1109/TWC.2021.3074421
8. Bengtsson M., Ottersten B. Optimal and Suboptimal Transmit Beamforming // In: Godara L.C. (ed.) Handbook of Antennas in Wireless Communications. CRC Press, 2002.
9. Yu W., Lan T. Transmitter Optimization for the Multi-Antenna Downlink With Per-Antenna Power Constraints // IEEE Transactions on Signal Processing. 2007. Vol. 55. Iss. 6. PP. 2646–2660. DOI:10.1109/TSP.2006.890905
10. ETSI TR 138 901 V15.0.0 (2018-07) 5G; Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz.
11. Jaeckel S., Raschkowski L., Boerner K., Thiele L., Burkhardt F., Eberlein E. QuaDRiGa – Quasi Deterministic Radio Channel Generator. User Manual and Documentation. Document Revision: v2.2.0. Fraunhofer Heinrich Hertz Institute, 2019.
12. Jaeckel S., Raschkowski L., Boerner K., Thiele L. QuaDRiGa: A 3-D Multicell Channel Model with Time Evolution for Enabling Virtual Field Trials // IEEE Transactions on Antennas Propagation. 2014. Vol. 62. Iss. 6. PP. 3242–3256. DOI:10.1109/TAP.2014.2310220
13. Grant M., Boyd S. CVX: Matlab Software for Disciplined Convex Programming. Version 2.2 // CVX Research. 2020. URL: <http://cvxr.com/cvx> (Accessed 23.04.2024)
14. Kalachikov A.A., Streltsov G.G. FPGA implementation of Gaussian noise generator // Proceedings of the International Siberian Workshop on Electron Devices and Materials (Erlagol, Russia, 01–05 July 2004). IEEE, 2004. DOI:10.1109/PESC.2004.241133
15. Калачиков А.А. Анализ характеристик алгоритмов прекодирования сигналов в системе MU-MIMO с группированием абонентов // Труды учебных заведений связи. 2023. Т. 9. № 2. С. 65–71. DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-2-65-71. EDN:AWPRGA

References

1. Castaneda E., Silva A., Gameiro A., Kountouris M. An Overview on Resource Allocation Techniques for Multi-User MIMO Systems. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 2017;19(1):239–284. DOI:10.1109/COMST.2016.2618870
2. Truong K.T., Heath R.W. Effects of channel aging in massive MIMO systems. *Journal of Communications and Networks*. 2013;15(4):338–351. DOI:10.1109/JCN.2013.0000065
3. Yin H., Wang H., Liu Y., Gesbert D. Addressing the Curse of Mobility in Massive MIMO With Prony-Based Angular-Delay Domain Channel Predictions. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 2020;38(12):2903–2917. DOI:10.1109/JSAC.2020.3005473
4. ETSI TS 138.211 V16.3.0 (2020-11). *5G; NR; Physical channels and modulation*.
5. Chopra R., Murthy C.R., Suraweera H.A., Larsson E.G. Performance Analysis of FDD Massive MIMO Systems Under Channel Aging. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2018;17(2):1094–1108. DOI:10.1109/TWC.2017.2775629
6. Nguyen L.H., Rheinschmitt R., Wild T., Brink S. Limits of channel estimation and signal combining for multipoint cellular radio (CoMP). *Proceedings of the 8th International Symposium on Wireless Communication Systems, 06–09 November 2011, Aachen, Germany*. IEEE; 2011. p.176–180. DOI:10.1109/ISWCS.2011.6125333
7. Zheng J., Zhang J., Bjornson E., Ai B. Impact of Channel Aging on Cell-Free Massive MIMO Over Spatially Correlated Channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2021;20(10):6451–6466. DOI:10.1109/TWC.2021.3074421
8. Bengtsson M., Ottersten B. Optimal and Suboptimal Transmit Beamforming. In: Godara L.C. (ed.) *Handbook of Antennas in Wireless Communications*. CRC Press; 2002.
9. Yu W., Lan T. Transmitter Optimization for the Multi-Antenna Downlink With Per-Antenna Power Constraints. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2007;55(6):2646–2660. DOI:10.1109/TSP.2006.890905
10. ETSI TR 138 901 V15.0.0 (2018-07) *5G; Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz*.
11. Jaeckel S., Raschkowski L., Boerner K., Thiele L., Burkhardt F., Eberlein E. *QuaDRiGa – Quasi Deterministic Radio Channel Generator. User Manual and Documentation*. Document Revision: v2.2.0. Fraunhofer Heinrich Hertz Institute; 2019.
12. Jaeckel S., Raschkowski L., Boerner K., Thiele L. QuaDRiGa: A 3-D Multicell Channel Model with Time Evolution for Enabling Virtual Field Trials. *IEEE Transactions on Antennas Propagation*. 2014;62(6):3242–3256. DOI:10.1109/TAP.2014.2310220
13. Grant M., Boyd S. CVX: Matlab Software for Disciplined Convex Programming. Version 2.2. *CVX Research*. 2020. URL: <http://cvxr.com/cvx> [Accessed 23.04.2024]
14. Kalachikov A.A., Streltsov G.G. FPGA implementation of Gaussian noise generator. *Proceedings of the International Siberian Workshop on Electron Devices and Materials, 01–05 July 2004, Erlagol, Russia*. IEEE; 2004. DOI:10.1109/PESC.2004.241133
15. Kalachikov A. Numerical Evaluation of the MU-MIMO Beamforming Performance with User Selection Algorithm. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2023;9(2):65–71. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-2-65-71. EDN:AWPRGA

Статья поступила в редакцию 14.03.2024; одобрена после рецензирования 12.04.2024; принята к публикации 19.04.2024.

The article was submitted 14.03.2024; approved after reviewing 12.04.2024; accepted for publication 19.04.2024.

Информация об авторе:

КАЛАЧИКОВ
Александр Александрович

кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехнических систем
Сибирского государственного университета телекоммуникаций
и информатики

 <https://orcid.org/0000-0003-1235-6314>

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 621.397.131

DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-16-23



Алгоритм безэталонной оценки качества изображений

Иван Юрьевич Грицкевич ✉, i@robotace.ru

Александр Александрович Гоголь, agogol@sut.ru

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

Аннотация: В статье рассматривается разработка алгоритма локальной оценки качества изображений, сфокусированного на анализе контраста и общего качества визуальных данных. Предлагаемый алгоритм направлен на повышение эффективности оценки качества изображений, особенно в условиях низкого контраста и воздействия различных шумов. Методика создания алгоритма дает возможность учитывать спектральные диапазоны и обеспечивает локальную оценку контраста, что делает его применимым в широком спектре задач, связанных с анализом и улучшением качества изображений. Разработанный подход позволяет улучшить качество визуальных данных, поддерживая важные аспекты восприятия контраста и общего качества изображений. Разработана методика безэталонной оценки качества изображений для настройки параметров работы систем обработки изображений. Приведен принцип локальной автоматизированной оценки качества изображений на основе оценки искажений и среднего нормированного контраста. Приводятся результаты натурных испытаний.

Ключевые слова: контраст, искажения, оценка качества изображений, обработка изображений, нейронные сети, безэталонная оценка качества изображений

Ссылка для цитирования: Грицкевич И.Ю., Гоголь А.А. Алгоритм безэталонной оценки качества изображений // Труды учебных заведений связи. 2024. Т. 10. № 2. С. 16–23. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-16-23. EDN:TTPABW

No-Reference Image Quality Assessment Algorithm

Ivan Gritskevich ✉, i@robotace.ru

Aleksandr Gogol, agogol@sut.ru

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

Abstract: The presented article focuses on the development of a local image quality assessment algorithm, specifically designed for analyzing contrast and overall visual data quality. The proposed algorithm aims to enhance the efficiency of image assessment, particularly in conditions of low contrast and the presence of various types of noise. The algorithm's methodology takes into account spectral ranges and provides precise local contrast assessment, making it applicable to a broad spectrum of tasks related to image analysis and enhancement. The developed approach has the potential to improve the quality of visual data by supporting crucial aspects of contrast perception and overall image quality.

Keywords: contrast, distortions, image quality assessment, image processing, neural networks, local image assessment

For citation: Gritskevich I., Gogol A. No-Reference Image Quality Assessment Algorithm. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2024;10(2):16–23. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-16-23. EDN:TTPABW

Введение

Обработка изображений с целью повышения визуального качества (дешифрируемости объектов) связана с желаемым повышением четкости и контраста. С точки зрения методов обработки эти два направления реставрации изображений опираются на линейные и нелинейные методы фильтрации [1–3].

Примыкает к этому направлению обработки изображений их сжатие для передачи по цифровому каналу связи. Учет нестационарности изображений приводит к концепции локально-адаптивной обработки изображений [4], т. е. к целесообразности их обработки независимо в каждом выбранном фрагменте. Размеры таких фрагментов определяются типовыми интервалами корреляции сигналов (размерами типовых объектов). На начальном этапе кодирования изображений в стандартах JPEG, MPEG использовалось раздельная обработка для фрагментов (блоков) размера 8×8 пикселей, позже, по мере увеличения четкости изображений (и, как следствие, интервалов корреляции сигналов) и удешевления аппаратных средств цифровой обработки, размеры типового фрагмента стали выбирать в виде блока 16×16 пикселей [6–7]. Краевые области изображений также отделяют, исходя из размеров интересующих объектов [18–19].

Во многих приложениях линейная фильтрация для повышения четкости (апертурная коррекция, методы которой восходят к фильтрации Колмогорова – Винера по критерию минимума среднеквадратической ошибки) и нелинейная фильтрация для контрастирования изображений производятся независимо. При этом методы контрастирования традиционно опираются на выравнивание гистограмм сигналов, что рассмотрено в [1–2, 4].

«Эталонное сравнение» – сравнение изображения с идеальным образцом. Методы оценки эталонности могут варьироваться в зависимости от конкретной задачи или области применения, но обычно они включают в себя сравнение структуры, цветовых характеристик, резкости и других параметров изображения. «Безэталонное сравнение» – оценка качества изображения без явного стандарта для сравнения, основывается на статистических характеристиках изображения, восприятию человека или других методах анализа, не требующих эталона.

Алгоритм безэталонной оценки качества изображений

Разработанный алгоритм заключается в разбивке изображения на локальные области с последующим анализом распределения пикселей в локальных областях. Анализ работ в этой области и анализ распределения пикселей в фрагментах поз-

воляет принять размеры области анализа, состоящей из 16×16 пикселей, исходя из изменения размеров деталей изображений [12–13]. Краевые области изображений также отделяют согласно размерам интересующих объектов [14–15]. Таким образом характер разбивки изображений имеет вид, представленный на рисунке 1.

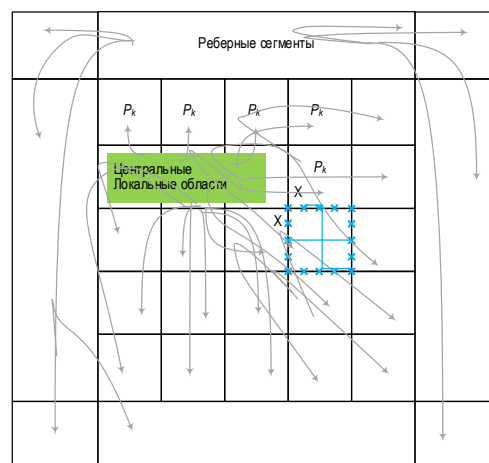


Рис. 1. Разбиение изображения на локальные области и их обработка

Fig. 1. Splitting an Image into Local Areas and Processing Them

Обработка изображений производится в соответствии с алгоритмом (рисунок 2).

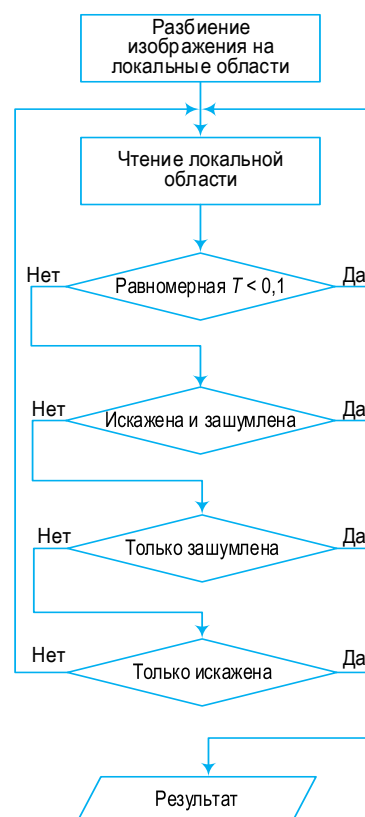


Рис. 2. Алгоритм определения искажений локального блока

Fig. 2. An Algorithm for Determining Local Block Distortions and Their Processing

Отличительной отличительной особенностью предложенного алгоритма повышения визуального качества изображения является отказ от широко используемого выравнивания гистограмм с переходом к применению методов линейной фильтрации (известной в телевидении как апертурная коррекция) в сочетании с предварительной операцией приведения гистограммы (функции распределения амплитуд) к гауссовскому виду.

Важным элементом синтеза алгоритма повышения визуального качества является расширение определения понятия контраста относительно широко употребляемых путем учета флуктуаций сигнала объекта. Учитывая особенности восприятия изображений человеком (обращающего внимание на некоторые выделяющиеся в нем точки), суммируем локальные оценки качества выделенных точек, не рассматривая локальные области изображения с равномерно распределенной яркостью [20].

Предложенный алгоритм основан на учете внимания наблюдателя к особым точкам и его различным подходом к оценке качества изображения на разных локальных областях изображения. Для оценки качества изображений введем величину искажения локальной области. Искажением является вид информации в различных частях изображения, появившейся в результате его обработки или обработки сигнала, которая может исказить исходную информацию. Для уменьшения влияния тепловых случайных шумов используется средний нормированный контраст. Осуществляется нормализация яркости пикселей (приведение к нормальному распределению).

Вычислением локальной средней яркости пикселей из исходной величины яркости изображения с последующим делением на среднеквадратическое значение ее дисперсии получим средний нормированный контраст:

$$\hat{I}(i, j) = \frac{I(i, j) - \mu(i, j)}{\sigma(i, j) + 1}, \quad (1)$$

где $\hat{I}(i, j)$ – средний нормированный контраст; $i \in \{1, 2, \dots, M\}$; $j \in \{1, 2, \dots, H\}$ – пространственные индексы; $M \times H$ – размеры изображения (высота и ширина, соответственно); $I(i, j)$ – изменение средней яркости; $\mu(i, j)$ – математическое ожидание, усредненная в пределах выбранного фрагмента интенсивность пикселей вокруг пикселя (i, j) , вычисляется с использованием весовой функции $W(i, j)$ вокруг центрального пикселя:

$$\mu(i, j) = \sum_{i=1}^M M_{k=M} \sum_{j=1}^H H_{k=H} W(i, j) * I(i, j),$$

где $W(i, j)$ – круговое нормальное распределение яркости пикселей с центром в начале координат:

$$W(i, j) = \frac{1}{2 * a} \exp \left(-\frac{i^2 + j^2}{2} * S^2 \right),$$

где S – стандартное отклонение, равное 2; $\sigma(i, j)$ – дисперсия (изменение яркости изображения вокруг (i, j) пикселя):

$$\sigma(i, j) = \sqrt{W(i, j) * (I(i, j) - \mu(i, j))^2}.$$

Локальные области изображения P_k (см. рисунок 1), появившиеся в результате разбиения изображения, относим либо к однородным, либо к активным областям. Критерий определения однородности или неоднородности имеет вид:

$$P_k = \begin{cases} \text{однородные,} & \sigma(i, j) < T \\ \text{активные,} & \sigma(i, j) \geq T' \end{cases} \quad (2)$$

где T – эмпирический коэффициент ($0 < T < 1$), равный величине дисперсии в локальных областях, в которых появлялись объекты или цели, исходя из практических экспериментов.

Введен параметр γ (в литературе есть схожие способы отделения деталей изображений от случайных искажений и фона) для характеристики соотношения дисперсий центральных и окружающих областей [17–18]:

$$\gamma = \frac{\left| \left(\frac{\sigma_1}{\sigma_2} \right) - \sigma_3 \right|}{\max \left(\left(\frac{\sigma_1}{\sigma_2} \right), \sigma_3 \right)}, \quad (3)$$

где γ – коэффициент искажения; σ_1 – стандартное отклонение распределения дисперсии (СОПД) центрального сегмента (локальной области изображения, выделенной на рисунке 1 синими полосами по краям одной из центральных локальных областей); σ_2 – СОПД яркости сегмента (локальной области изображения), рассчитывается также, как $\sigma_1(i, j)$ для зон слева и справа от центрального сегмента, выбирая большее; σ_3 – СОПД всего блока (из нескольких локальных областей изображения) рассчитывается также, как $\sigma_2(i, j)$ только для всех пикселей в активной области, в которой ведется расчет, т. е. для пикселей как центральной, так и боковых областей. Дисперсия и дисперсия центрального сегмента вычисляются по аналогичным выражениям.

Коэффициент искажения γ определяет, насколько отклонение в центральной части в активном блоке выше, чем по всему блоку. Чем выше шум по всему блоку, тем ближе γ к нулю. Наиболее распространенные искажения, влияющие на качество изображений, обусловлены его сжатием и передачей. Воспринимаемые артефакты из-за этих искажений разделяем на склейки, размытости и шумы. Параметр γ и значения σ_1 , σ_2 и σ_3 определяют тип искажения, который осуществляется по критериям заметного искажения и аддитивного белого шума.

Порядок оценки искажений можно описать пошагово (см. рисунок 2).

Шаг 1. Вычисляем значение среднего нормированного контраста.

Шаг 2. Проверяем его значение для сортировки локальных областей изображения на активные и однородные.

Шаг 3. Если локальная область изображения оказалась активной, проверяем ее на соответствие искажениям через дисперсию.

Шаг 4. Если локальная область изображения не соответствует критериям искажений по общей дисперсии, проверяем ее на соответствие критерию наличия шума.

Шаг 5. Проверяем заметность искажения на соответствие критерию γ , вычисляемому согласно (3).

Шаг 6. Суммируя значения коэффициентов искажений (из шагов 3–5), получаем значение общей оценки качества изображений.

Шаг 7. Если локальная область изображения не имеет искажений, переходим к следующей.

Искаженной локальной области изображения присваиваем оценку, основанную на типе искажения. Критерий заметного искажения рассчитываем следующим образом: локальные области изображения P_k разбиваем на локальные области изображения размера $X \times X$, при этом краевые блоки делим на 8 реберных сегментов (см. рисунок 1), которые не оцениваем, если стандартное отклонение сегмента меньше порога T .

Определение порога для ребер становится сложной задачей. Вычисляем коэффициенты среднего нормированного контраста (1), которые помогают оценить локальное качество изображения. После проведения экспериментов как в лаборатории с коллиматором и мирами, так и с изображениями природы (1800 сюжетов натурных испытаний), был выбран порог. Этот эмпирический порог для границ предметов при оценке изображений был выбран равным $0,1 T$. Выбранное значение соответствует величине отличий искажений соседних локальных областей изображения. Локальная область изображения считается искаженной, если хотя бы один из ее сегментов удовлетворяет условию $\sigma_1 < T$.

Количественная оценка искажений с использованием параметра дисперсии локальной области изображения оказывается невелика для сильно искаженных изображений по сравнению с исходными необработанными. Это указывает на то, что дисперсия обратно пропорциональна степени искажения. Однако при шумовых искажениях дисперсия не обязательно обратно пропорциональна их величине искажения. Разброс значений пикселей на изображениях не может быть низким из-за шума,

что усложняет задачи анализа и обработки таких изображений [23].

При определении коэффициента искажений ($K_{иск}$), в пределах локальной области изображения $P_k - 16 \times 16$ пикселей (см. рисунок 1), производим вычисления:

$$K_{иск} = \begin{cases} 1 & \text{если } \sigma_3 > 2 * \gamma \text{ и } \sigma_1 < T \\ \sigma_3 & \text{если } \sigma_3 > 2 * \gamma \\ (1 - \sigma_3) & \text{если } \sigma_1 < T \end{cases}, \quad (4)$$

где T – порог, выбранный для локальной области изображения внутри блока; σ_3 – дисперсия всего блока; γ – эмпирический коэффициент (3).

Итоговую оценку качества изображений получаем равной:

$$E = \frac{(\sum_{k=1}^H K_{иск}) + C_1}{(N + C_1)}, \quad (5)$$

где E – результат оценки качества изображений; N – число активных локальных областей в изображении, на которые было произведено разбиение; C_1 – положительная константа (в рассматриваемом случае: $C_1 = 1$), которая введена для предотвращения неопределенности при знаменателе переходящем в 0; $K_{иск}$ ни в одном из вышеперечисленных случаев не превышает значения 1. Итоговый результат оценки качества изображений определяется значениями: $0,1T < K_{иск} < T$.

Качественные результаты обработки изображений приведены на рисунках 3 и 4. В результате поиска людей в лесу количество верно обнаруженных объектов увеличивается. В интересах получения количественных значений результатов обработки изображений предложенным алгоритмом воспользуемся проведением натурных испытаний согласно рекомендации МСЭ-R BT.500-11(06/02) [24].

В ходе эксперимента использовались следующие условия наблюдения:

- 15 наблюдателей (радиоинженеры и исследователи радиотехнических систем, из них 6 – лица женского пола);
- по возрастным группам проведено следующее распределение: 6 человек от 21 до 26 лет, 5 – от 30 до 36 лет, 4 – от 50 до 65 лет;
- у 4-х человек близорукость, у 2-х – дальновидность;
- все 15 наблюдателей имеют опыт работы с изображениями и ТВ-сигналами.

Для экспертной оценки качества изображений создан стенд (рисунок 5).

Наблюдатели дали следующие вводные критерии оценки изображений:

1) отсутствие искажений и артефактов на изображении по 100-бальной шкале, где 100 означает полное отсутствие;

2) контраст границ предметов (машин, деревьев, знаков, столбов и т. п.) относительно необработанного изображения по 100-бальной шкале;



Рис. 3. Результат обработки зашумленного ИК изображения: исходная локальная часть (а) и обработанное изображение (b)
 Fig. 3. The Result of Processing a Noisy IR Image: the Original Local Part (a) and the Processed Image (b)

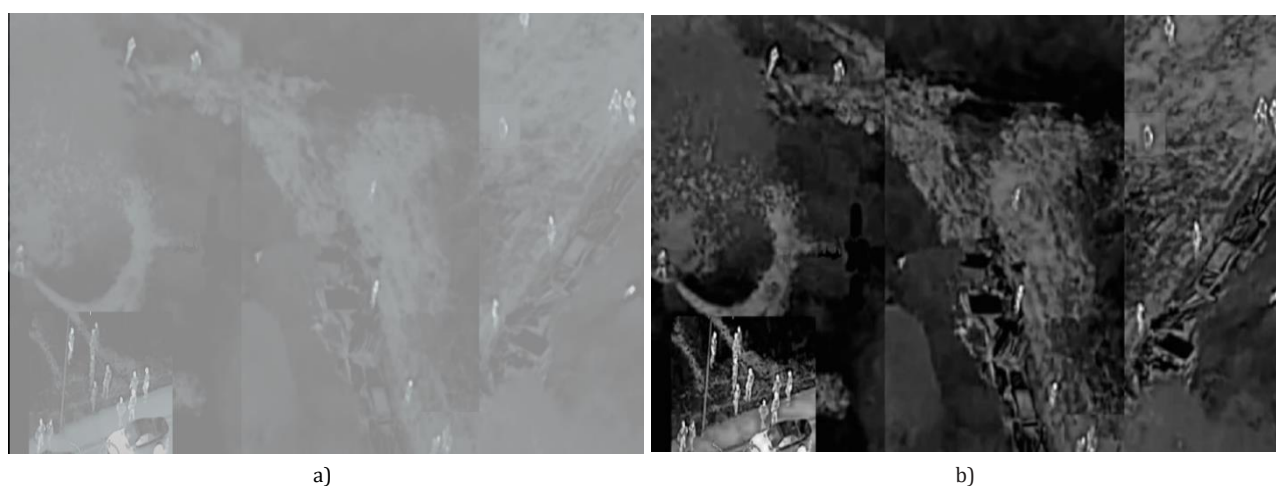


Рис. 4. Результат обработки: малоконтрастное ИК (а) и обработанное изображение (b)
 Fig. 4. Processing Result: Low-Contrast IR (a) and Processed Image (b)

3) яркость по всему изображению по 100-бальной шкале;

4) цветность по 100-балльной шкале, где 100 соответствует сохранению цветности как в исходном изображении с увеличением насыщенности;

5) четкость изображения по шкале от 1 до 10, где 1 – полное размытие, а 10 – максимальная четкость;

6) разрешение изображения искажения соотношения сторон, где 10 – соотношение сторон не изменилось, а 0 – изменилось отношение ширины и высоты всего изображения;

7) резкость изображения по шкале от 0 до 5, где 5 – максимальное значение резкости;

8) зернистость по шкале от 0 до 3, где 3 – минимальное значение;

9) уровень шума на изображении по шкале от 0 до 4, где 4 – минимальное значение;

10) наличие структурной блочности в изображении (в виде структурной маскировки деталей изображения) от 0 до 5, где 5 – отсутствие артефактов

структурной блочности по двум направлениям (осям X и Y);

11) наличие яркостной блочности в изображении (в виде структурной маскировки деталей изображения) от 0 до 5, где 5 – отсутствие яркостной блочности (в виде яркостной маскировки деталей изображения), а 0 – наличие артефактов структурной блочности по двум направлениям (осям X и Y);

12) наличие муара в изображении, где 5 – отсутствие периодических смещений в изображении, а 0 – наличие смещений, которые изменяют грани объектов.

Предварительно экспертам были продемонстрированные варианты искажений, указанные в критериях 1, 2, 10–12. Для этого использовались тренировочные последовательности, демонстрирующие диапазон и тип искажений, которые должны быть оценены, при этом демонстрационные изображения в этих последовательностях отличались от тех, что будут предложены в испытаниях.

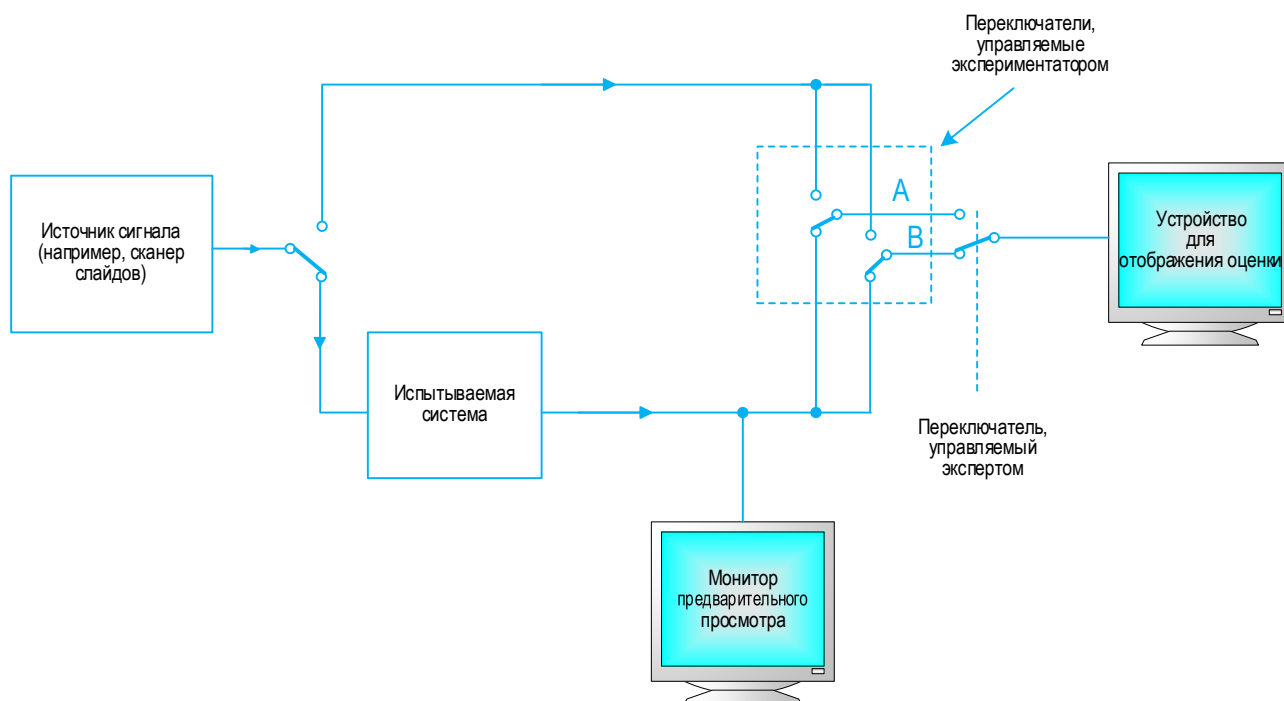


Рис. 5. Стенд оценки качества изображений экспертами

Fig. 5. The Stand for Evaluating the Quality of Images by Experts

ТАБЛИЦА 1 Сравнение результатов расчета и значений натурального эксперимента

TABLE 1. Comparison of Calculation Results and Values of the Field Experiment

Изображение	№ критерия												Результаты	
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	эксперимента	расчета E
Оригинал (рисунок 3а)	34,4	8,7	86,8	100	4	10	5	1	1	4	2	5	0,21	0,18
Обработанное (рисунок 3б)	86,4	85,9	65,1	100	7	10	5	3	4	5	5	5	0,8	0,77
Оригинал (рисунок 4а)	56,8	20	24,4	100	2	10	2	2	2	4	2	5	0,4	0,35
Обработанное (рисунок 4б)	85,1	85,5	86,4	100	6	10	5	3	3	5	4	5	0,9	0,86

После подготовки – производилось вычисление средней оценки $\overline{u}_{i,j}$ для каждой демонстрации:

$$\overline{u}_{i,j} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N u_{ij}, \quad (6)$$

где $\overline{u}_{i,j}$ – оценка эксперта i для условия j ; N – число экспертов.

Оценки доверия каждому наблюдателю и среднего отклонения при его оценке не проводились из-за ограничения по времени испытания. Итоги натурального эксперимента приведены в таблице 1.

Рассчитанные значения оценки по выражению (5) и усредненные для 15 наблюдателей, нормированные критерии сравниваются в последних столбцах.

Разброс результатов расчета (E) и итогов натурального эксперимента оказался допустимым. Сравне-

ние первого со вторым определяет конкретное значение величины улучшения качества изображения при безэталонной оценке предлагаемым алгоритмом.

Заключение

В ходе исследования был разработан и внедрен алгоритм безэталонной оценки качества изображений (локальные параметры) в совокупности с двумя операциями независимой обработки в рамках каждого фрагмента – нелинейной для приведения функции распределения к гауссовской и линейной для коррекции апертурных искажений. Эксперименты по оценке качества изображений с применением локального контрастирования показали значительное увеличение качества изображений (при поиске заблудившихся в лесу людей – в 4 раза).

Вывод об эффективности безэталонной оценки изображений на основе предложенного метода подкреплен результатами натурных испытаний (с привлечением экспертов; получен разброс около 10 % относительно их мнений, что дополнительно подтвердило достоверность нового алгоритма оценки качества изображений). Проведенное исследование углубляет понимание влияния локальных параметров на качество изображений и демонстрирует потенциал метода локально-адаптивных методов обработки изображений.

Следует отметить, что разработанный алгоритм безэталонной оценки качества изображений основан на глубоком понимании восприятия визуальной информации человеком. Он учитывает то предположение, что человеческое внимание сосредото-

чивается на отдельных локальных деталях изображения, играющих ключевую роль в его восприятии. Новый метод оценки качества изображений сегментирует изображение на локальные области, выделяя активные, заметные части и отделяя их от менее важных областей. Этот подход позволяет сосредоточиться на оценке только тех частей изображения, которые действительно влияют на его качество и восприятие. Таким образом, разработанный алгоритм представляет собой важный шаг в направлении создания более точных и эффективных методов оценки качества изображений.

В контексте научной значимости исследование углубляет понимание влияния локальных параметров на качество изображений и демонстрирует потенциал метода, отражая новаторский подход к анализу в области обработки визуальных данных.

Список источников

1. Грицкевич И.Ю., Ерганжиев Н.А. Алгоритм адаптивного контрастирования с учетом локальных сюжетных особенностей изображения // V Международная научно-техническая конференция, посвященная 140-летию со дня рождения выдающегося физика и создателя первой русской усилительной радиолампы Н.Д. Папалекси «Актуальные проблемы радио- и кинотехнологий» (Санкт-Петербург, Россия, 24–25 ноября 2020). СПб.: Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения, 2021. С. 36–40. EDN:DNBFGB
2. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2006. 1072 с.
3. Красильников Н.Н. Цифровая обработка 2D- и 3D-изображений. СПб.: БХВ-Петербург, 2011. 608 с.
4. Сифоров В.И., Ярославский Л.П. Адаптивные методы обработки изображений. М.: Наука, 1988. 248 с.
5. Начаров Д.В. Метод контрастирования изображений средствами модифицированного S-образного преобразования яркости // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2023. Т. 19. № 2. С. 94–102. DOI:10.36622/VSTU.2023.19.2.014. EDN:XEUQGW
6. Умбиталиев А.А., Цыцулин А.К., Левко Г.В., Пятков В.В., Кузичкин А.В., Дворников С.В. и др. Теория и практика космического телевидения. СПб: АО «НИИ телевидения», 2017.
7. Suckling J., Parker J., Dance D., Astley S., Hutt I., Boggis C., et al. The mammographic Image Analysis Society Digital Mammogram Database // Exerpta Medica. International Congress Series. 1994. Vol. 1069. PP. 375–378.
8. Van Ginneken B., Romeny B.M.T.H. Computer-aided diagnosis in chest radiography: a survey // IEEE Transactions on Medical Imaging. 1998. Vol. 20. Iss. 12. PP. 1228–1241. DOI:10.1109/42.974918
9. Karssemeijer N., Otten J.D.M., Rijken H., Holland R. Computer aided detection of masses in mammograms as decision support // IEEE Transactions on Medical Imaging. 1993. Vol. 12. Iss. 4. PP. 608–615.
10. Wang Z., Wu G., Bovik A.C. Reduced and No-Reference Image Quality Assessment // IEEE Signal Processing Magazine. 2021. Vol. 28. Iss. 6. PP. 29–40. DOI:10.1109/MSP.2011.942471
11. Seshadrinathan K., Bovik A.C. Video Quality Assessment // In: Essential Guide to Video Processing. New York: Academic, 2009.
12. Bovik A.C., Wang Z. Modern Image Quality Assessment. New York: Morgan and Claypool, 2006.
13. Sheikh H.R., Bovik A.C., De Veciana G. An information fidelity criterion for image quality assessment using natural scene statistics // IEEE Transactions on Image Processing. 2005. Vol. 14. Iss. 12. PP. 2117–2128. DOI:10.1109/TIP.2005.859389
14. Rec. ITU-R BT.500-11 (2002) Methodology for subjective assessment of the quality of television pictures.

References

1. Gritskevich I.Y., Erganzhiev N.A. The Adaptive Contrast Enhancement Algorithm Based on Local Characteristic of the Scene Image. *Proceedings of the Vth International Scientific and Technical Conference on Actual Problems of Radio and Film Technologies, 24–25 November 2020, St. Petersburg, Russia*. St. Petersburg: St. Petersburg State Institute of Cinema and Television; 2021. p.36–40. (in Russ.) EDN:DNBFGB
2. Gonzalez R., Woods R. *Digital Image Processing*. Moscow: Tekhnosfera Publ.; 2006. 1072 p. (in Russ.)
3. Krasilnikov N.N. *Digital Processing of 2D and 3D Images*. St. Petersburg: BHV-Petersburg Publ.; 2011. 608 p. (in Russ.)
4. Siforov V.I., Yaroslavsky L.P. *Adaptive Methods of Image Processing*. Moscow: Nauka Publ.; 1988. 248 p. (in Russ.)
5. Nacharov D.V. Image Contrast Enhancement by Means of Modified S-Shaped Intensity Transrofm. *Bulletin of Voronezh State Technical University*. 2023;19(2):94–102. (in Russ.) DOI:10.36622/VSTU.2023.19.2.014. EDN:XEUQGW
6. Umbitaliev A.A., Tsitsulin A.K., Levko G.V., Pyatkov V.V., Kuzichkin A.V., Dvornikov S.V., et al. *Theory and Practice of Space Television*. St. Petersburg: JSC "Research Institute of Television", 2017. 368 p. (in Russ.)

7. Suckling J., Parker J., Dance D., Astley S., Hutt I., Boggis C., et al. The mammographic Image Analysis Society Digital Mammogram Database. *Excerpta Medica. International Congress Series*. 1994;1069:375–378.
8. Van Ginneken B., Romeny B.M.T.H. Computer-aided diagnosis in chest radiography: a survey. *IEEE Transactions on Medical Imaging*. 1998;20(12):1228–1241. DOI:10.1109/42.974918
9. Karssemeijer N., Otten J.D.M., Rijken H., Holland R. Computer aided detection of masses in mammograms as decision support. *IEEE Transactions on Medical Imaging*. 1993;12(4):608–615.
10. Wang Z., Wu G., Bovik A.C. Reduced and No-Reference Image Quality Assessment. *IEEE Signal Processing Magazine*. 2011;28(6):29–40. DOI:10.1109/MSP.2011.942471
11. Seshadrinathan K., Bovik A.C. Video Quality Assessment. In: *Essential Guide to Video Processing*. New York: Academic; 2009.
12. Bovik A.C., Wang Z. *Modern Image Quality Assessment*. New York: Morgan and Claypool; 2006.
13. Sheikh H.R., Bovik A.C., De Veciana G. An information fidelity criterion for image quality assessment using natural scene statistics. *IEEE Transactions on Image Processing*. 2005;14(12):2117–2128. DOI:10.1109/TIP.2005.859389
14. Rec. ITU-R BT.500-11 *Methodology for subjective assessment of the quality of television pictures*. 2002.

Статья поступила в редакцию 27.02.2024; одобрена после рецензирования 09.04.2024; принята к публикации 15.04.2024.

The article was submitted 27.02.2024; approved after reviewing 09.04.2024; accepted for publication 15.04.2024.

Информация об авторах:

ГРИЦКЕВИЧ
Иван Юрьевич

аспирант кафедры телевидения и метрологии Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
 <https://orcid.org/0009-0007-4916-1816>

ГОГОЛЬ
Александр Александрович

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры телевидения и метрологии Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
 <https://orcid.org/0000-0003-1972-4124>

Научная статья

УДК 621.396

DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-24-33



Помехоустойчивость бинарных ЛЧМ-сигналов

- Сергей Сергеевич Дворников^{1,2}, dvornik.92@mail.ru
● Сергей Владимирович Селиванов³, selivanovi@yandex.ru
● Сергей Викторович Дворников^{1,2}✉, practicsv@yandex.ru

¹Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения,
Санкт-Петербург, 190000, Российская Федерация

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

³АО «Концерн воздушно-космической обороны «Алмаз-Антей»,
Москва, 121471, Российская Федерация

Аннотация: Рассмотрены результаты исследования помехоустойчивости приема сигналов с линейной частотной модуляцией в телекоммуникационных системах передачи информации. Получены аналитические выражения синтеза бинарных сигналов линейной частотной модуляцией с управляющими параметрами. Исследована зависимость структуры этих сигналов от формирующих параметров. Методом моделирования решена оптимизационная задача поиска максимального значения евклидова расстояния для сигналов линейной частотной модуляции бинарной структуры. Установлены различия в помехоустойчивости приема сигналов линейной частотной модуляции по отношению к бинарным структурам противоположных и ортогональных сигналов. Представлены эпюры временных и спектральных фрагментов сигналов линейной частотной модуляции, поясняющие сущность результатов исследования. Приведены графики сравнительной оценки помехоустойчивости приема бинарных сигналов различной структуры по показателю вероятности битовой ошибки в зависимости от отношения сигнал/шум в канале. Раскрыта сущность корреляционной обработки сигналов с большой базой.

Ключевые слова: сигналы линейной частотной модуляции, помехоустойчивость приема сигналов, минимальное евклидово расстояние, вероятность битовой ошибки

Ссылка для цитирования: Дворников С.С., Селиванов С.В., Дворников С.В. Помехоустойчивость бинарных ЛЧМ-сигналов // Труды учебных заведений связи. 2024. Т. 10. № 2. С. 24–33. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-24-33. EDN:GIWAFM

Noise Immunity of Binary Chirp Signals

- Sergey Dvornikov^{1,2}, dvornik.92@mail.ru
● Sergey Selivanov³, selivanovi@yandex.ru
● Sergey Dvornikov^{1,2}✉, practicsv@yandex.ru

¹Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation,
St. Petersburg, 190000, Russian Federation

²Military Academy of Communications,
St. Petersburg, 194064, Russian Federation

³JSC "Concern for Aerospace Defense "Almaz-Antey",
Moscow, 121471, Russian Federation

Abstract: The results of a study of the noise immunity of receiving signals with linear frequency modulation in telecommunication information transmission systems are considered. Analytical expressions for the synthesis of binary signals by linear frequency modulation with control parameters are obtained. The dependence of the structure of linear frequency modulation signals on the shaping parameters has been studied. The optimization problem of finding the maximum value of the Euclidean distance for linear frequency modulation signals of a binary structure has been

solved by modeling. Differences have been established in the noise immunity of receiving linear frequency modulation signals in relation to the binary structures of opposite and orthogonal signals. Diagrams of time and spectral fragments of linear frequency modulation signals are presented, explaining the essence of the research results. Graphs are presented for comparative assessment of the noise immunity of receiving binary signals of various structures in terms of the bit error probability as a function of the signal-to-noise ratio in the channel. The essence of correlation processing of signals with a large base is revealed.

Keywords: linear frequency modulation signals, signal reception noise immunity, minimum Euclidean distance, bit error probability

For citation: Dvornikov-jr S., Selivanov S., Dvornikov S. Noise Immunity of Binary Chirp Signals. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2024;10(2):24–33. (In Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-24-33. EDN:GIWAFM

Введение

Высокая загруженность рабочих диапазонов частот, выделенных для работы телекоммуникационных систем, приводит к высокой вероятности возникновения взаимных помех [1–3].

Вместе с тем, традиционные подходы, основанные на использовании узкополосного класса сигналов [4, 5], не всегда обеспечивают требуемую своевременность и достоверность передачи сообщений [6, 7]. Поэтому необходим поиск новых технических направлений разрешения сложившейся ситуации.

Одно из таких решений основано на одновременном использовании нескольких радиоканалов для передачи информационного контента, так называемого режима с программной перестройкой рабочей частоты [8–10]. Такой подход основан на кратковременном использовании одного из выделенных каналов в текущий момент времени, приводящий к частотной избыточности [11, 12].

Частотная избыточность такого решения, основанная на последовательной передаче каждого бита информации на различных частотах, позволяет в результате, например, мажоритарного приема обеспечить высокую достоверность даже в случае непригодности нескольких из используемых каналов [13, 14].

Программная перестройка рабочей частоты относится к технологиям расширения спектра, которые активно применяются, в частности, в системах сотовой и персональной радиосвязи [15–17].

С одной стороны, такой подход достаточно продуктивен, однако он, преимущественно, ориентирован на работу в ОВЧ- и УВЧ-диапазонах. Реализация режима программной перестройки в низкочастотных диапазонах связана с определенными сложностями, обусловленными низкой канальной скоростью передачи [18]. В результате время пребывания на одной частоте приходится существенно увеличивать, что, в свою очередь, приводит к существенному снижению информационной скорости и возникновению взаимных помех с источниками радиоизлучений, работающих на закрепленных частотах [19, 20]. Аналогичный негативный

эффект наблюдается и в диапазоне более высоких номиналов частот, при переходе к так называемому медленному режиму с программной перестройкой, при котором за время пребывания на текущей рабочей частоте передается несколько информационных посылок [21, 22].

В таких условиях рациональным решением является переход к применению широкобазисных шумоподобных сигналов, к которым, в частности, относятся сигналы с линейной-частотной модуляцией (в дальнейшем по тексту ЛЧМ-сигналы) [23, 24], получивших широкое практическое применение в радиолокации.

В статье представлены результаты оценки помехоустойчивости приема ЛЧМ-сигналов бинарной структуры в полосе работы узкополосных излучений.

Аналитическая модель ЛЧМ-сигналов

ЛЧМ-сигналы относят к классу широкобазисных сигналов, у которых величина базы B существенно больше единицы [24–26]:

$$B = \Delta F \times \tau \gg 1. \quad (1)$$

где ΔF – занимаемая ЛЧМ-сигналом полоса частот; τ – длительность ЛЧМ-импульса.

Однако, если занимаемая полоса частот ΔF сопоставима с полосой частот, занимаемой узкополосными излучениями, такими как двоичная фазовая манипуляция (BPSK, аббр. от англ. Binary Phase Shift Key) [27, 28], то в этом случае ЛЧМ-конструкции перестают быть широкополосными сигналами. Однако они могут быть использованы для передачи информации. Поэтому практический интерес представляют результаты оценки помехоустойчивости их приема. Несмотря на название ЛЧМ, к данному классу сигналов, как правило, относят сигналы с любым законом изменения несущей частоты при ее возрастании или убывании [29]. Такая особенность открывает возможность синтеза ЛЧМ-сигналов с многоуровневой структурой, способных на длительности одного символа передавать несколько информационных битов.

В рамках настоящей статьи сформулируем задачу исследования следующим образом: на основе анализа характера изменения параметров, определяющих возможность синтеза бинарных структур ЛЧМ-сигналов, получить аналитическое выражение зависимости вероятности битовой ошибки; провести эксперимент, позволяющий оценить возможность выделения (обнаружения) бинарных структур ЛЧМ-сигнала в полосе приема узкополосных излучений, без снижения их помехоустойчивости.

Обобщенное выражение для многоуровневого ЛЧМ-сигнала с постоянной огибающей имеет следующий вид [25]:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{\tau}} \cos(\omega_c t + \phi_i(t) + \theta), \quad (2)$$

где E_s – энергия ЛЧМ-символа; $\omega_c = 2\pi f_0$; f_0 – частота несущего колебания.

$$0 \leq t \leq \tau, \quad i = 1, 2, \dots, M,$$

где M – общее количество формируемых информационных символов (в соответствии с целевой установкой, в дальнейшем исследовании будем полагать, что ЛЧМ-сигнальные конструкции имеют только две частотные структуры, т. е. $M = 2$).

В выражении (2) $\phi_i(t)$ – фаза ЛЧМ-сигнала, структура которого как раз и определяет его различия при передаче информационного сигнала «0» и «1».

В свою очередь фаза ЛЧМ-сигнала зависит от параметра d_i , определяющего изменение закона ее возрастания или убывания:

$$\phi_{1,0}(t) = d_{1,0} g(t), \quad (3)$$

где

$$d_{1,0} = \begin{cases} + & \text{если } i = 1 \\ - & \text{если } i = 0 \end{cases}. \quad (4)$$

Каждое текущее значение d_i определяет один из информационных символов «1» или «0».

В свою очередь величина $g(t)$ определяется структурными различиями ЛЧМ-сигналов:

$$g(t) = \begin{cases} 0, & t \leq 0, \quad t > \tau \\ 2\pi \int_0^t f_d(\tau) d\tau, & 0 \leq t \leq \tau \\ \pi q = \pi(v - \omega), & t = \tau \end{cases}, \quad (5)$$

где πq – обозначает конечную фазу в момент окончания символа, т. е. в момент $t = \tau$; $f_d(\tau)$ – функция мгновенной частоты, определяемую формулой [23]:

$$f_d(t) = \begin{cases} 0, & t \leq 0, \quad t > \tau \\ \left(\frac{v}{2\tau}\right) - \left(\frac{\omega}{\tau^2}\right)t, & 0 \leq t \leq \tau \end{cases}. \quad (6)$$

С учетом введенных обозначений, функцию изменения фазы ЛЧМ-сигнала представим в виде:

$$g(t) = \begin{cases} 0, & t \leq 0, \quad t > \tau \\ d_i \pi \left\{ v \left(\frac{t}{\tau} \right) - \omega \left(\frac{t}{\tau} \right)^2 \right\}, & 0 \leq t \leq \tau \\ d_i \pi q = d_i \pi (v - \omega), & t = \tau \end{cases}. \quad (7)$$

В (7) значения v и ω представляют собой безразмерные параметры. При том, что величина v характеризует размах отклонения частоты, отнесенный к скорости передачи символов $1/\tau$, а ω представляет собой отношение ширины занимаемой полосы частоты к скорости передачи символов $1/\tau$. Фактически значения $v = (q + \omega)$ и (q, ω) представляют собой набор независимых параметров, определяющих характер модуляции ЛЧМ-сигнала, т. е. закон изменения частоты. В случае построения бинарных информационных систем в качестве физических носителей будут выступать импульсы одинаковой длительности, соответственно с возрастающим и убывающим по линейному закону значением несущей частоты. Для бинарных систем линейное изменение частоты ЛЧМ-сигнала предполагает или положительный (возрастающий), или отрицательный (убывающий) наклон на частотно-временной плоскости, соответствующий одному из информационных символов «0» или «1». В качестве примера на рисунке 1 изображено частотно-временное представление ЛЧМ-сигналов бинарной структуры $s_1(t, f)$ и $s_0(t, f)$, предназначенных для передачи информационного сигнала «0» и «1».

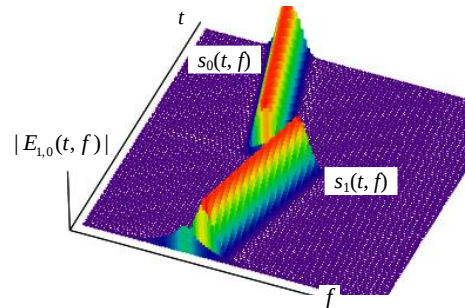


Рис. 1. Частотно-временное представление ЛЧМ-сигнала бинарной структуры

Fig. 1. Time-Frequency Representation of a Chirp Signal of a Binary Structure

С учетом выражений (1–7) результирующее уравнение синтеза ЛЧМ-сигналов для простейшей бинарной системы при произвольных значениях параметров (q, ω) можно записать в виде:

$$\left. \begin{aligned} i = +1 \rightarrow s_1(t) &= \sqrt{\frac{2E_s}{\tau}} \times \\ &\times \cos \left[\omega_c t + \pi \left\{ v \left(\frac{t}{\tau} \right) - \omega \left(\frac{t}{\tau} \right)^2 \right\} \right] \\ i = -1 \rightarrow s_0(t) &= \sqrt{\frac{2E_s}{\tau}} \times \\ &\times \cos \left[\omega_c t - \pi \left\{ v \left(\frac{t}{\tau} \right) - \omega \left(\frac{t}{\tau} \right)^2 \right\} \right] \end{aligned} \right\} 0 \leq t \leq \tau. \quad (8)$$

В качестве примера, на рисунке 2а представлен импульс с возрастающей ЛЧМ, а на рисунке 2б, соответственно, – с убывающей ЛЧМ.

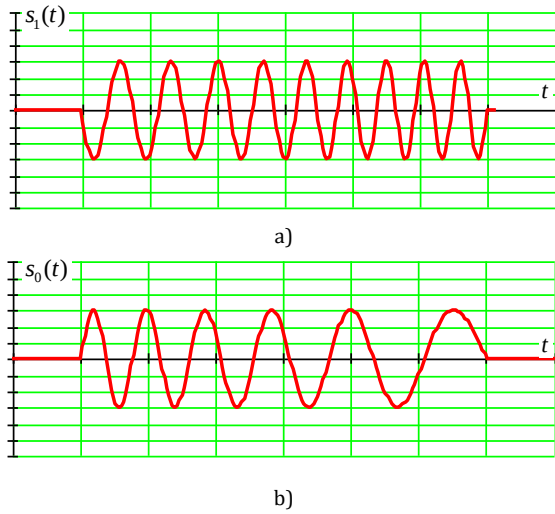


Рис. 2. Импульс ЛЧМ-сигнала с возрастающей (а) и убывающей (б) частотой

Fig. 2. Chirp Signal Pulse with Increasing (a) and Decreasing (b) Frequency

Для линейного закона изменения частоты достаточно получить аналитическое выражение, характеризующее его спектральное представление.

Допустим, что на интервале времени $[-T/2; T/2]$ существует импульс ЛЧМ-сигнала единичной амплитуды, девиация частоты которого изменяется в пределах $[-\Delta F/2; \Delta F]$. Тогда, переходя к формуле Эйлера, представим ЛЧМ-сигнал в следующей аналитической форме:

$$s(t) = \exp \left[j \left(\Delta \Omega t + \frac{\Delta \Omega}{2T} t^2 \right) \right], \quad (9)$$

где $\Delta \Omega = 2\pi \Delta F$ и $-T/2 < t < T/2$; j – знак комплексного сопряжения.

Для получения спектрального представления ЛЧМ-сигнала воспользуемся преобразованием Фурье [17]:

$$\begin{aligned} S(\omega) &= \int_{-T/2}^{T/2} \exp \left[j \left(\Delta \Omega t + \frac{\Delta \Omega}{2T} t^2 \right) \right] \exp(-j\omega t) dt = \\ &= \int_{-T/2}^{T/2} \exp \left[j \left((\Delta \Omega - \omega) t + \frac{\Delta \Omega}{2T} t^2 \right) \right] dt. \end{aligned} \quad (10)$$

Далее, используя интеграл Френеля [30]:

$$\begin{aligned} C(X) &= \int_0^X \cos \left(\frac{\pi y^2}{2} \right) dt, \\ S(X) &= \int_0^X \sin \left(\frac{\pi y^2}{2} \right) dt, \end{aligned} \quad (11)$$

Перепишем выражение (10) к виду, удобному для проведения последующих вычислений:

$$S(\omega) = \sqrt{\frac{\pi T}{\Delta \Omega}} \exp \left[-j(\omega - \Delta \Omega)^2 \times \frac{T}{\Delta \Omega} \right] \times [C(X_1) + jS(X_1) + C(X_2) + jS(X_2)]. \quad (12)$$

Учитывая, что в соответствии с [31], значения аргументов интеграла Френеля рассчитываются согласно следующей формуле:

$$X_1 = \frac{\frac{\Delta \Omega}{2} + (\omega - \Delta \Omega)}{\sqrt{\frac{\pi \Delta \Omega}{T}}}, \quad X_2 = \frac{\frac{\Delta \Omega}{2} + (\Delta \Omega - \omega)}{\sqrt{\frac{\pi \Delta \Omega}{T}}}, \quad (13)$$

выражение, характеризующее спектр ЛЧМ-сигнала, будет состоять из трех основных компонентов [30]:

$$\begin{aligned} |S(\omega)| &= \sqrt{\frac{\pi T}{\Delta \Omega}} \times \\ &\times \sqrt{[C(X_1) + jS(X_1)]^2 + [C(X_2) + jS(X_2)]^2}, \\ -\Phi_1(\omega) &= (\omega - \Delta \Omega)^2 \frac{T}{2\Delta \Omega}, \\ \Phi_2(\omega) &= \arctg \left[\frac{S(X_1) + S(X_2)}{C(X_1) + C(X_2)} \right]. \end{aligned} \quad (14)$$

Так как аргумент $\Phi_2(\omega) \rightarrow 1$ на большей части рассматриваемого частотного диапазона, то величина $\Phi_2 \rightarrow \pi/4$. Следовательно, с учетом масштабирования частотных значений коэффициентом $n = 2(\omega - \omega_0)/\Delta \Omega$, выражения для расчета аргументов интеграла Френеля могут быть переписаны к следующему виду:

$$X_1 = \frac{\sqrt{T \times \Delta F}}{\sqrt{2}} (1 + n), \quad X_2 = \frac{\sqrt{T \times \Delta F}}{\sqrt{2}} (1 - n). \quad (15)$$

По результатам аналитического исследования можно заключить, что спектры ЛЧМ-сигнала определяются только величиной длительности ЛЧМ-импульса T , характеризующего информационный символ, и значением девиации частоты ΔF . При этом оба эти показателя не зависят ни от номинала несущей, т. е. значения центральной частоты, ни от формы функции огибающей модулирующих импульсов. В качестве примера, на рисунке 3 представлены модули спектрального представления сигналов $s_1(t)$ $s_0(t)$, обозначенные как $|S_1(\omega)|$ и $|S_0(\omega)|$, где величина f_0 обозначает центральную частоту спектра (начальное значение изменения частоты ЛЧМ-сигнала). Спектры симметричны относительно частоты $f_0 = \omega_c/2\pi$ только при условии равенства параметров h и ω , т. е. $h = \omega$. Полученные результаты указывают на существенные различия сигналов $s_1(t)$ и $s_0(t)$ как в спектральной, так и во временной областях, необходимые для использования их в качестве носителей бинарной информации.

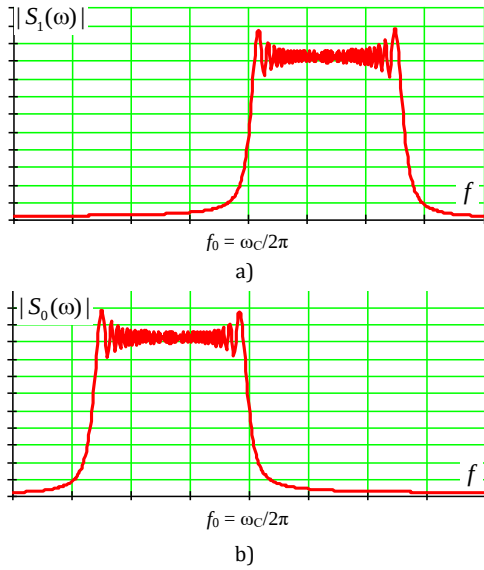


Рис. 3. Спектр ЛЧМ-сигнала с возрастающей (а) и убывающей (б) частотой

Fig. 3. Spectrum of a Chirp Signal with Increasing (a) and Decreasing (b) Frequency

Оценка помехоустойчивости приема ЛЧМ-сигналов

В общем случае, помехоустойчивость приема ЛЧМ-импульсов определяется структурными различиями между сигнальными конструкциями, используемыми для передачи различных битов информационных сообщений.

Для многоразрядных и информационных систем указанные различия будут определяться минимальным евклидовым расстоянием между двумя любыми многоуровневыми модулированными ЛЧМ-сигналами $s_i(t)$ и $s_j(t)$, описываемыми выражением (2). Для бинарных систем евклидово расстояние будет единственным и величину квадрата его значения между сигналами $s_1(t)$ и $s_0(t)$ можно записать следующим выражением:

$$D^2(s_1, s_0) = \int_0^T [s_1(t) - s_0(t)]^2 dt, \quad (16)$$

которое можно преобразовать к виду:

$$D^2(s_1, s_0) = 2E_s(1 - K(s_1, s_0)). \quad (17)$$

В выражении (17) $K(*)$ – результат корреляции между ЛЧМ-конструкциями $s_1(t)$ и $s_0(t)$, который может быть рассчитан по формуле:

$$K(s_1, s_0) = \frac{1}{E_s} \int_0^T s_1(t)s_0(t)dt. \quad (18)$$

Выражение (18) представляет собой нормированный корреляционный интеграл (результат корреляции) между сигнальными конструкциями $s_1(t)$ и $s_0(t)$. Поскольку производительность оптимального приемника, принимающего решение при демодуляции по критерию максимального правдоподобия, определяется только евклидовым расстоянием между сигнальными конструкциями, то помехоустойчивость оптимального приема, характеризующаяся вероятностью символьной ошибки, вычисляется согласно выражению:

$$p_e \approx Q \left[\sqrt{\frac{D^2}{2N_0}} \right], \quad (19)$$

где N_0 – спектральная плотность мощности шума; Q – интеграл ошибок, определяемый как:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt. \quad (20)$$

Нормализация вида d^2 открывает возможность сравнения между собой различные бинарные сигнальные конструкции, в том числе и с ЛЧМ:

$$d^2 = \frac{D^2}{2E_b}, \quad (21)$$

где E_b – энергия, приходящаяся на бит.

Для системы противоположных сигналов, которые используются при модуляции BPSK, параметр d будет равен:

$$d_{\text{BPSK}}^2 = 2. \quad (22)$$

Согласно [17], результат (22) является максимально достижимым для бинарных систем. Поэтому значение коэффициента d^2 можно использовать для оценки выигрыша в помехоустойчивости, при использовании той или иной пары сигнальных конструкций, используемых для передачи информации:

$$G = 10 \lg \left(\frac{d^2}{d_{\text{BPSK}}^2} \right). \quad (23)$$

Таким образом, коэффициент G характеризует энергетический проигрыш в помехоустойчивости любой системы сигналов, используемых для передачи бинарной информации по отношению к модуляции BPSK. Подставляя в (19) значение D^2 из формулы (21), получим выражение оценки вероятности битовой ошибки ЛЧМ-сигнала с учетом энергии (24), приходящейся на символ (для бинарных систем эквивалентна значению энергии, приходящейся на бит), где $h^2 = E_b/N_0$ – отношение мощности энергии, приходящейся на бит, к спектральной плотности мощности шума (далее ОСШ).

$$p_e \approx Q \left[\sqrt{\frac{D^2}{2N_0}} \right] = Q \left[\sqrt{\frac{2E_b d_{\text{ЛЧМ}}^2}{2N_0}} \right] = Q \left[\sqrt{\frac{2E_b(1 - K(s_1, s_0))}{2N_0}} \right] = Q \left[\sqrt{h^2(1 - K(s_1, s_0))} \right]. \quad (24)$$

Согласно выражению (24), помехоустойчивость приема ЛЧМС-сигналов определяется значением коэффициента их корреляции $K(s_1, s_0)$. В [30] обосновано, что его величина определяется набором независимых параметров (q, ω) , определяющих характер модуляции ЛЧМ-сигнала. При этом расчет $K(s_1, s_0)$ как функции (q, ω) может быть получен аналитически или вычислен в процессе моделирования.

Так, коэффициент взаимной корреляции двух сигналов в рассматриваемой ситуации $s_1(t)$ и $s_0(t)$, представляет собой результат вычислений:

$$K(s_1, s_0) = \frac{M[(s_1(t) - M[s_1(t)])(s_0(t) - M[s_0(t)])]}{\sigma[s_1(t)]\sigma[s_0(t)]}, \quad (25)$$

где $M[*]$ – математическое ожидание; $\sigma[*]$ – среднее квадратическое отклонение.

Подставляя в условие (25) значения ЛЧМ-сигналов из выражения (8), получаем возможность расчета $K(s_1, s_0)$ как функции (q, ω) , учитывая, что значение $v = (q + \omega)$. На рисунке 4 представлены результаты проведенного моделирования.

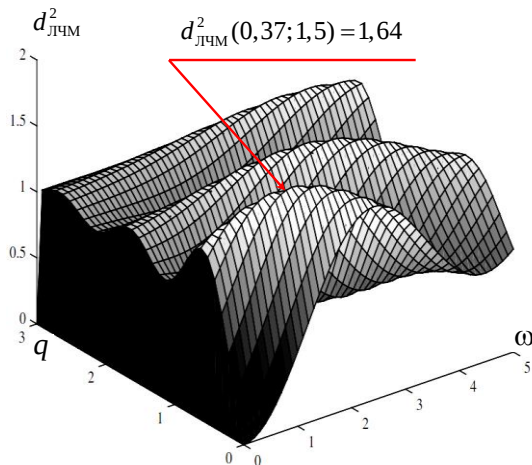


Рис. 4. Распределение минимального евклидова расстояния как функции параметров (q, ω)

Fig. 4. Distribution of Minimum Euclidean Distance as a Function of Parameters (q, ω)

Моделирование проведено в соответствии с выражением (17), при $E_s = 1$. Локализация максимума распределения $d^2_{\text{ЛЧМ}}(q, \omega)$ получена путем градиентного поиска.

Искомое значение $d^2_{\text{ЛЧМ}}(q, \omega) = 1,64$, полученное по результатам поиска максимума распределения минимального евклидова расстояния как функции параметров (q, ω) (см. рисунок 4), позволяет преобразовать выражение (24) к виду:

$$p_e^{\text{ЛЧМ}} \approx Q \left[\sqrt{\frac{1,64 E_b}{N_0}} \right] = Q \left[\sqrt{1,64 h^2} \right]. \quad (26)$$

Заметим, что для сигналов BPSK значение вероятности битовой ошибки будет определяться следующим выражением:

$$p_e^{\text{BPSK}} \approx Q \left[\sqrt{\frac{2 E_b}{N_0}} \right] = Q \left[\sqrt{2 h^2} \right], \quad (27)$$

а для сигналов частотной манипуляции (FSK, аббр. от англ. Frequency Shift Key) как:

$$p_e^{\text{FSK}} \approx Q \left[\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right] = Q \left[\sqrt{h^2} \right]. \quad (28)$$

Для получения графической зависимости вероятности битовой ошибки как функции ОСШ воспользуемся функцией Гаусса, которая связана с интегралом ошибок следующим соотношением:

$$Q(x) = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-t^2/2) dt = \frac{1}{2} (1 + \text{erf}[x/\sqrt{2}]). \quad (29)$$

На рисунке 5 представлены результаты зависимости вероятности битовой ошибки (для бинарных сигналов она совпадает с символьной ошибкой) от $p_e(h^2)$, для следующих сигнальных конструкций: BPSK, FSK и ЛЧМ.

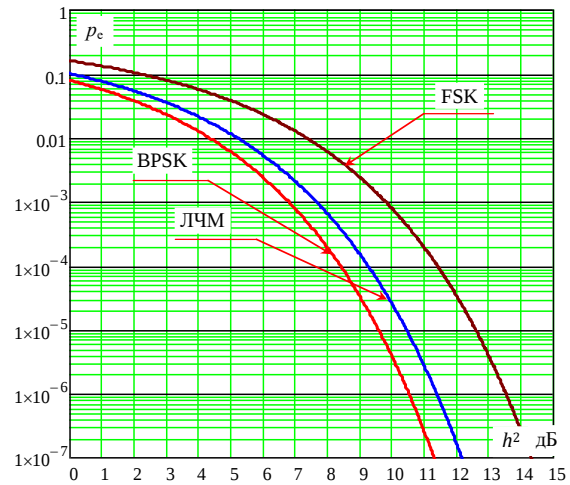


Рис. 5. Вероятность битовой ошибки для бинарных сигналов

Fig. 5. Bit Error Probability for Binary Signals

Результаты оценки вероятности битовой ошибки бинарных сигнальных конструкций ЛЧМ позволяют заключить, что они уступают сигналам BPSK в помехоустойчивости порядка 1 дБ ($p_e = 10^{-7}$), при прочих равных условиях. При этом следует понимать, что поскольку ЛЧМ-конструкции относятся к классу широкополосных шумоподобных сигналов, база которых может быть существенно больше единицы, см. выражение (1), то для них открывается возможность использования так называемого эффекта усиления за счет обработки [24]. Данный эффект основан на повышении помехоустойчивости за счет избыточности занимаемой шумоподоб-

ными сигналами полосы частот. А желаемый результат обеспечивается по результатам корреляционной обработки на приеме.

В качестве примера на рисунке 6 показан диапазон частот в полосе приемного тракта от 4 до 20 ГГц. В полосе приема наблюдаются спектры двух узкополосных сигналов $S_{1y}(f)$ и $S_{2y}(f)$, а также спектр ЛЧМ-сигнала $S_{лчм}(f)$ с базой $B = 6$. Спектр ЛЧМ-сигнала $S_{лчм}(f)$ дополнительно выделен контуром.

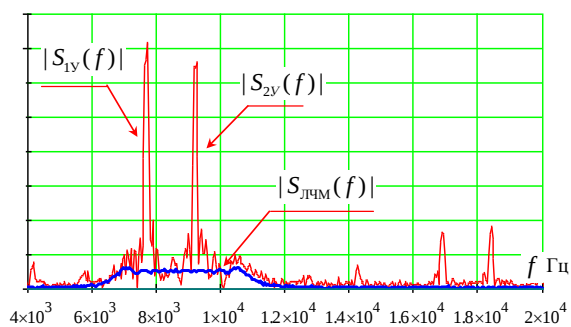


Рис. 6. Спектральное представление ЛЧМ-сигнала и узкополосных сигналов

Fig. 6. Spectral Representation of Chirp Signal and Narrowband Signals

Отметим, что даже при таком значении базы спектр ЛЧМ-сигнала полностью скрыт спектрами узкополосных излучений. Вместе с тем результат автокорреляционной обработки позволяет обнаружить искомый ЛЧМ-сигнал (рисунок 7, где показан временной фрагмент аддитивной суммы входной реализации, включающий узкополосные сигналы $s_{1y}(t)$, $s_{2y}(t)$, и ЛЧМ-сигнал $s_{лчм}(t)$, а также $R(t)$ – его автокорреляционную функцию).

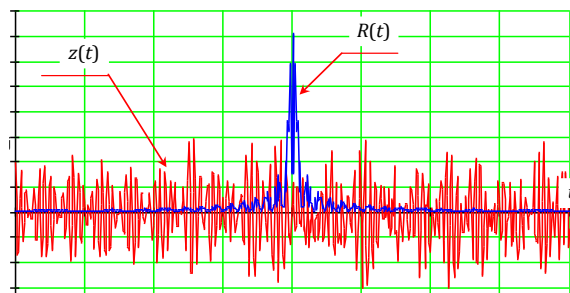


Рис. 7. Входная реализация аддитивной смеси сигналов и автокорреляционная функция ЛЧМ-сигнала

Fig. 7. Input Implementation of an Additive Mixture of Signals and the Autocorrelation Function of a Chirp Signal

Список источников

1. Дорохов С.В., Михайлов В.Э. Методика расчета коэффициента взаимной корреляции между двумя случайными сигналами в условиях помех эфира // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15. № 12. С. 17–23. DOI:10.36724/2072-8735-2021-15-12-17-23. EDN:EDSFRD
2. Солодун К.Д. Мерцающие помехи при индивидуально-взаимной защите авиационной техники // Радиотехника. 2023. Т. 87. № 10. С. 28–35. DOI:10.18127/j00338486-202310-03. EDN:SFTXIX
3. Дворников С.В., Погорелов А.А., Вознюк М.А., Иванов Р.В. Оценка имитостойкости каналов управления с частотной модуляцией // Информация и космос. 2016. № 1. С. 32–35. EDN:VPQCFF
4. Иванов Д.В., Иванов В.А., Рябова М.И., Бельгибаев Р.Р., Овчинников В.В., Чернядьев А.В. Развитие методов спектрального мониторинга помех КВ-диапазона для определения доступности парциальных ионосферных радиоканалов с учетом особенностей изменчивого спектра // Радиотехника. 2023. Т. 87. № 12. С. 64–77. DOI:10.18127/j00338486-202312-08. EDN:XABCVS

Результаты обработки, представленные на рисунках 6 и 7, получены при условии, что отношение суммарной спектральной плотности мощности узкополосных сигналов к спектральной плотности мощности ЛЧМ-сигнала составляет порядка 5,8 дБ. Очевидно, что дальнейшее увеличение базы ЛЧМ-сигнала, т. е. расширение полосы занимаемых частот, приведет к повышению достоверности его приема.

Заключение

Полученные результаты позволяют судить о достижении частной цели исследования, поскольку авторами получено аналитическое выражение, определяющее зависимость вероятности битовой ошибки от ОСШ в канале приема, а представленные результаты проведенного эксперимента однозначно указывают на возможность обнаружения бинарных структур ЛЧМ-сигнала в полосе приема узкополосных излучений, без снижения их помехоустойчивости. В частности, установлено, что даже в узкополосном режиме, когда $B = 1$, помехоустойчивость приема ЛЧМ-сигналов достаточно высока. Она обеспечивает энергетический выигрыш по отношению к ортогональным системам сигналов FSK, лишь уступая в помехоустойчивости порядка 1 дБ системам, использующим сигналы BPSK. При этом возможность повышения значения базы для ЛЧМ-сигналов открывает интересные перспективы для их использования в широкополосных телекоммуникационных системах.

Проведенное исследование позволяет получить аналитические выражения для синтеза ЛЧМ-сигналов в интересах бинарных информационных систем и оценки помехоустойчивости их приема по показателю вероятности битовой ошибки.

Свойство независимости ширины спектра ЛЧМ-сигнала от закона изменения его частоты (полной фазы), позволяет сформировать систему символов для многоразрядного кодирования, обеспечивающего существенное повышение информационной скорости передачи в канале.

Данное направление авторы рассматривают в качестве дальнейшего исследования. Другое направление авторы связывают с использованием методов частотно-временного анализа для повышения достоверности приема [32–35].

5. Попов О.В., Тумашов А.В., Борисов Г.Н., Коровин К.О. Методика расчета радиуса зоны электромагнитной доступности источника поверхностных волн с заданной плотностью спектра изотропно излучаемого сигнала // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 3. С. 72–79. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-72-79. EDN:MGHEIF
6. Ашимов Н.М., Васин А.С., Бирюков А.Н., Кузьмищев П.Г. Помехоустойчивость и помехозащищенность радиолиний управления, работающих с фазоманипулированными широкополосными сигналами // Электромагнитные волны и электронные системы. 2021. Т. 26. № 2. С. 36–43. DOI:10.18127/j15604128-202102-04. EDN:OZTIWF
7. Иванов Д.В., Иванов В.А., Рябова Н.В., Ведерникова Ю.А., Чернов А.А. Метод синхронизации систем низкоскоростной передачи телеграфных сообщений малого объема на КВ-трассах большой протяженности // Радиотехника. 2023. Т. 87. № 12. С. 6–16. DOI:10.18127/j00338486-202312-02. EDN:KKAIFD
8. Хвостунов Ю.С. Предложения по построению аналоговой части SDR радиоприёмных устройств декаметрового диапазона системы радиосвязи с ППРЧ // Техника средств связи. 2022. № 1(157). С. 35–44. EDN:MRGPVL
9. Дворников С.В., Дворников С.С., Жеглов К.Д. Проактивный контроль пригодности радиоканалов в режиме ППРЧ // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16. № 11. С. 15–20. DOI:10.36724/2072-8735-2022-16-11-15-20. EDN:YLWCFH
10. Захаров В.Л., Витомский Е.В. Методы построения помехозащищенных ппрч-сигналов // Известия Института инженерной физики. 2019. № 4(54). С. 50–54. EDN:XZOGPW
11. Прохоров В.Е. Сравнительный анализ эффективности двух схем захвата сигналов с ППРЧ // Теория и техника радиосвязи. 2019. № 1. С. 74–84. EDN:FMJPIA
12. Макаренко С.И., Иванов М.С., Попов С.А. Помехозащищенность систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Монография. СПб.: Свое издательство, 2013. 166 с. EDN:QKNPYL
13. Filippov B.I. The choice of signals for hydroacoustic navigation system of transformation underwater apparatus to docking module // T-Comm. 2021. Vol. 15. Iss. 6. PP. 56–64. DOI:10.36724/2072-8735-2021-15-6-56-64. EDN:DPDQXQ
14. Болелов Э.А., Козлов А.И., Романенко Н.М. Аффинное проектирование как инструмент разделения сигналов от радиолокационных целей // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2023. № 1(49). С. 22–32. DOI:10.24412/2221-2574-2023-1-22-32. EDN:EJBZLN
15. Дворников С.В., Овчинников Г.Р., Балыков А.А. Программный симулятор ионосферного радиоканала декаметрового диапазона // Информация и космос. 2019. № 3. С. 6–12. EDN:CGVGJ
16. Зотов К.Н., Жданов Р.Р. О применимости помех в сетях сотовой связи для создания защищённого канала связи // Вестник СибГУТИ. 2020. № 3(51). С. 90–100. EDN:GJEDGS
17. Goldsmith A. Wireless Communications. Cambridge University Press, 2005.
18. Дворников С.В., Дворников С.С., Пшеничников А.В. Аппарат анализа частотного ресурса для режима псевдослучайной перестройки рабочей частоты // Информационно-управляющие системы. 2019. № 4(101). С. 62–68. DOI:10.31799/1684-8853-2019-4-62-68. EDN:VUYF0
19. Pavlov S.V., Dokuchaev V.A., Maklachkova V.V. Improving the Stability of Satellite Synchronization of Single-Frequency Television Transmitters Under the Influence of Interference // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications. 2022. Vol. 5. Iss. 1. PP. 248–253. DOI:10.1109/SYNCHROINFO55067.2022.9840977
20. Дворников С.В., Дворников С.С., Иванов Р.В., Гулидов А.А., Чихонадских А.П. Защита от структурных помех радиоканалов с частотной манипуляцией // Информационные технологии. 2017. Т. 23. № 3. С. 193–198. EDN:YHCWCR
21. Фокин Г.А. Диаграммообразование на основе позиционирования в сверхплотных сетях радиодоступа миллиметрового диапазона. Часть 1. Модель двух радиолоний // Труды учебных заведений связи. 2023. Т. 9. № 4. С. 44–63. DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-4-44-63. EDN:DIEAKU
22. Yang K., Wu Zh., Guo X., Wu J., Cao Y., Qu T., et al. Estimation of co-channel interference between cities caused by ducting and turbulence // Chinese Physics B. 2022. Vol. 31. Iss. 2. P. 024102. DOI:10.1088/1674-1056/ac339c
23. Qi L., Shen Zh., Guo Q., Wang Y., Mykola K. Chirp Rates Estimation for Multiple LFM Signals by DPT-SVD // Circuits, Systems, and Signal Processing. 2023. Vol. 42. Iss. 5. PP. 2804–2827. DOI:10.1007/s00034-022-02225-x
24. Laurent N., Colominas M.A., Meignen S. On Local Chirp Rate Estimation in Noisy Multicomponent Signals: With an Application to Mode Reconstruction // IEEE Transactions on Signal Processing. 2022. Vol. 70. PP. 3429–3440. DOI:10.1109/tsp.2022.3186832
25. Dong W.X., Lai Yu.Yu., Hu J. Detecting spatial chirp signals by Luneburg lens based transformation medium // Optics Express. 2022. Vol. 30. Iss. 6. P. 9773. DOI:10.1364/oe.453937. EDN:FDDCCI
26. Чан Х.Н., Подстригаев А.С., Нгуен Ч.Н. Алгоритмы анализа линейно-частотно-модулированных сигналов на основе частотно-временного анализа // XXVIII Международная научно-техническая конференция, посвященная памяти Б.Я. Осипова «Радиолокация, навигация, связь» (Воронеж, Россия, 27–29 сентября 2022). Воронеж: Воронежский государственный университет, 2022. Т. 2. С. 371–378. EDN:XYVWID
27. Дворников С.В., Кузнецов Д.А., Кожевников Д.А., Пшеничников А.В., Манаенко С.С. Теоретическое обоснование синтеза ансамбля биортогональных сигналов с повышенной помехоустойчивостью // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2015. № 5. С. 16–20. EDN:UMOIYB
28. Golubicic Z.T., Simic S.M., Zejak A.J., Reljic B.M., Maric S. High speed target tracking radar system based on the use of BPSK signal and digital Doppler shift compensation // Military Technical Courier. 2022. Vol. 70. Iss. 2. PP. 357–371. DOI:10.5937/vojtehg70-36589
29. Geng Ch.Q., Kuan H.Ju., Luo L.W. Inverse-chirp imprint of gravitational wave signals in scalar tensor theory // The European Physical Journal C. 2020. Vol. 80. Iss. 8. PP. 1–6. DOI:10.1140/epjc/s10052-020-8359-y
30. Alsharif M., Hamed A., Rao R.K. Error Rate Performance of Digital Chirp Communication System over Fading Channels // Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science (WCECS, San Francisco, USA, 21–23 October 2015). URL: https://www.researchgate.net/publication/326782880_Error_Rate_Performance_of_Digital_Chirp_Communication_System_over_Fading_Channels (Accessed 01.04.2024)

31. Alsharef M., Rao R.K. Multi-mode multi-level continuous phase chirp modulation: Coherent detection // Proceedings of the 29th Annual IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (Vancouver, Canada, 15–18 May 2016). IEEE, 2016. DOI:10.1109/CCECE.2016.7726777
32. Дворников С.В., Кудрявцев А.М. Теоретические основы частотно-временного анализа кратковременных сигналов. СПб.: ВАС, 2010. 240 с. EDN:QMUYKH
33. Шелихова Т.С., Дроздова В.Г. Анализ эффективности использования частотно-временного ресурса для различных CORESET-конфигураций в сетях 5G NR // Вестник СибГУТИ. 2023. Т. 17. № 4. С. 97–108. DOI:10.55648/1998-6920-2023-17-4-97-108. EDN:JASPNV
34. Дворников С.В. Теоретические основы синтеза билинейных распределений энергии нестационарных процессов в частотно-временном пространстве (обзор) // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 1. С. 47–60. EDN:YUZUOE
35. Гришин В.Г., Гришин О.В., Никульцев В.С., Гулятьева В.В., Зинченко М.И., Урюмцев Д.Ю. Частотно-временной анализ колебаний показателей внешнего дыхания и сердечного ритма человека при физической нагрузке // Биофизика. 2022. Т. 67. № 4. С. 755–762. DOI:10.31857/S0006302922040147. EDN:IUKFYZ

References

1. Dorokhov S.V., Mikhaylov V.E. Method for Calculating Cross-Correlation Coefficient Between Two Random Signals in the Presence of Etheric Interference. *T-Comm*. 2021;15(12):17–23. (in Russ.) DOI:10.36724/2072-8735-2021-15-12-17-23. EDN:EDSFRD
2. Solodun K.D. Blinking Jamming in Individual-Mutual Protection of Aircraft. *Radioengineering*. 2023;87(10):28–35. (in Russ.) DOI:10.18127/j00338486-202310-03. EDN:SFTXIX
3. Dvornikov S.V., Pogorelov A.A., Voznyuk M.A., Ivanov R.V. Assessment of the simulation resistance of control channels with frequency modulation. *Information and space*. 2016;1:32–35. (in Russ.) EDN:VPQCFF
4. Ivanov D.V., Ivanov V.A., Ryabova M.I., Belgibaev R.R., Ovchinnikov V.V., Chernyadyev A.V. Development of Methods for Spectral Monitoring of HF Interferences for Assessing the Availability of Ionospheric Radio Channels, Considering the Features of the Varying Spectrum. *Radioengineering*. 2023;87(12):64–77. (in Russ.) DOI:10.18127/j00338486-202312-08. EDN:XABCVS
5. Popov O.V., Tumashov A.V., Borisov G.N., Korovin K.O. Method for Calculating the Radius of an Electromagnetic Availability Zone Based on a Surface Wave Source with a Given Spectrum Density of an Isotropically Emitted Signal. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2022;8(3):72–79. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-3-72-79. EDN:MGHEIF
6. Ashimov N.M., Vasin A.S., Biryukov A.N., Kuzmishchev P.G. Noise Immunity and Interference Security of Control Radio Links Operating with Phase-Shift Keyed Broadband Signals. *Electromagnetic Waves and Electronic Systems*. 2021;26(2):36–43. (in Russ.) DOI:10.18127/j15604128-202102-04. EDN:OZTIWF
7. Ivanov D.V., Ivanov V.A., Ryabova N.V., Vedernikova Yu.A., Chernov A.A. Synchronization of Radio Engineering Communication Systems and Sounding of Ionospheric High-Frequency Radio Channels. *Radioengineering*. 2023;87(12):6–16. DOI:10.18127/j00338486-202312-02. EDN:KKAIFD
8. Khvostunov Yu.S. Proposals for the Construction of the Analogue Part of the SDR Radio Receivers of the HF Radio Network with FHSS. *Means of Communication Equipment*. 2022;1(157):35–44. (in Russ.) EDN:MRGPVL
9. Dvornikov S.V., Dvornikov S.S., Zhiglov K.D. Proactive Suitability Control of Radio Channels in IFB Mode. *T-Comm*. 2022;16(11):15–20. (in Russ.) DOI:10.36724/2072-8735-2022-16-11-15-20. EDN:YLWCFH
10. Zakharov V.L., Vitomsky E.V. Methods for Constructing Interference-Protected Frequencyfrequency Interference Signals. *Izvestiya Instituta inzhenernoy fiziki*. 2019;4(54):50–54. (in Russ.) EDN:XZOGPW
11. Prokhorov V.E. Comparative Analysis of Two Schemes Efficiency of Signals Pickup with Frequency-Hopping Spread Spectrum. *Teoriya i tekhnika radiosvyazi*. 2019;1:74–84. (in Russ.) EDN:FMJPIA
12. Makarenko S.I., Ivanov M.S., Popov S.A. *Noise Immunity of Communication Systems with Pseudo-Random Tuning of Operating Frequency*. St. Petersburg: Svoe izdatelstvo Publ.; 2013. 166 p. EDN:QKNPYL
13. Filippov B.I. The choice of signals for hydroacoustic navigation system of transformation underwater apparatus to docking module. *T-Comm*. 2021;15(6):56–64. DOI:10.36724/2072-8735-2021-15-6-56-64. EDN:DPDQQX
14. Bolelov E.A., Kozlov A.I., Romanenko N.M. Affine Design as a Tool for Separating Signals from Radar Targets. *Radiotekhnicheskies i telekommunikacionnye sistemy*. 2023;1(49):22–32. DOI:10.24412/2221-2574-2023-1-22-32. (in Russ.) EDN:EJBZLN
15. Dvornikov S.V., Ovchinnikov G.R., Balykov A.A. Software Simulator of the Ionospheric Radio Channel of the Decameter Range. *Information and space*. 2019;3:6–12. (in Russ.) EDN:CGVGII
16. Zotov K.N., Zhdanov R.R. On the Applicability of Interference in Cellular Networks to Create A Secure Communication Channel. *The Herald of the Siberian State University of Telecommunications and Information Science*. 2020;3(51):90–100. (in Russ.) EDN:GJEDGS
17. Goldsmith A. *Wireless Communications*. Cambridge University Press; 2005.
18. Dvornikov S.V., Dvornikov S.S., Pshenichnikov A.V. Analysis of Frequency Resource for FHSS Mode. *Information and Control Systems*. 2019;4(101):62–68. (in Russ.) DOI:10.31799/1684-8853-2019-4-62-68. EDN:VUYFFO
19. Pavlov S.V., Dokuchaev V.A., Maklachkova V.V. Improving the Stability of Satellite Synchronization of Single-Frequency Television Transmitters Under the Influence of Interference. *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications*. 2022;5(1):248–253. DOI:10.1109/SYNCHROINFO55067.2022.9840977
20. Dvornikov S.V., Dvornikov S.S., Ivanov R.V., Gulidov A.A., Chikhonadskikh A.P. Protection against structural interference of frequency-shift keying radio channels. *Information Technologies*. 2017;23(3):193–198. (in Russ.) EDN:YHCWCR
21. Fokin G.A. Location Aware Beamforming in Millimeter-Wave Band Ultra-Dense Radio Access Networks. Part 1. Model of Two Links. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2023;9(4):44–63. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-4-44-63. EDN:DIEAKU

22. Yang K., Wu Zh., Guo X., Wu J., Cao Y., Qu T., et al. Estimation of co-channel interference between cities caused by ducting and turbulence. *Chinese Physics B*. 2022;31(2):024102. DOI:10.1088/1674-1056/ac339c
23. Qi L., Shen Zh., Guo Q., Wang Y., Mykola K. Chirp Rates Estimation for Multiple LFM Signals by DPT-SVD. *Circuits, Systems, and Signal Processing*. 2023;42(5):2804–2827. DOI:10.1007/s00034-022-02225-x
24. Laurent N., Colominas M.A., Meignen S. On Local Chirp Rate Estimation in Noisy Multicomponent Signals: With an Application to Mode Reconstruction. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2022;70:3429–3440. DOI:10.1109/tsp.2022.3186832
25. Dong W.X., Lai Yu.Yu., Hu J. Detecting spatial chirp signals by Luneburg lens based transformation medium. *Optics Express*. 2022;30(6):9773. DOI:10.1364/oe.453937. EDN:FDDCCI
26. Chan H.N., Podstrigayev A.S., Nguyen Ch.N. Algorithms for Analyzing Chirp Signals Based on Time-Frequency Analysis. *Proceedings of the XXVIII International Scientific and Technical Conference dedicated to the memory of B.Ya. Osipova on Radar, Navigation, Communications, 27–29 September 2022, Voronezh, Russia, vol.2*. Voronezh: Voronezh State University Publ.; 2022. p.371–378. (in Russ.) EDN:XYVWID
27. Dvornikov S.V., Kuznetsov D.A., Kozhevnikov D.A., Pshenichnikov A.V., Manaenko S.S. Theoretical Basis of Synthesis Signals Ensemble Biorthogonality with the Enhanced Noise Immunity. *Voprosy radioelektroniki. Seriya: Tekhnika televideniya*. 2015;5:16–20. (in Russ.) EDN:UMOIYB
28. Golubicic Z.T., Simic S.M., Zejak A.J., Reljic B.M., Maric S. High speed target tracking radar system based on the use of BPSK signal and digital Doppler shift compensation. *Military Technical Courier*. 2022;70(2):357–371. DOI:10.5937/vojtehg70-36589
29. Geng Ch.Q., Kuan H.Ju., Luo L.W. Inverse-chirp imprint of gravitational wave signals in scalar tensor theory. *The European Physical Journal C*. 2020;80(8):1–6. DOI:10.1140/epjc/s10052-020-8359-y
30. Alsharef M., Hamed A., Rao R.K. Error Rate Performance of Digital Chirp Communication System over Fading Channels. *Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science, WCECS, 21–23 October 2015, San Francisco, USA*. URL: https://www.researchgate.net/publication/326782880_Error_Rate_Performance_of_Digital_Chirp_Communication_System_over_Fading_Channels [Accessed 01.04.2024]
31. Alsharef M., Rao R.K. Multi-mode multi-level continuous phase chirp modulation: Coherent detection. *Proceedings of the 29th Annual IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 15–18 May 2016, Vancouver, Canada*. IEEE; 2016. DOI:10.1109/CCECE.2016.7726777
32. Dvornikov S.V., Kudryavtsev A.M. *Theoretical Foundations of Time-Frequency Analysis of Short-Term Signals*. St. Petersburg: Military Academy of Communications Publ.; 2010. 240 p. (in Russ.) EDN:QMUYKH
33. Shelikhova T.S., Drozdova T.S. The Analysis of the Usage Efficiency of the Time-Frequency Resources for Different 5G NR Coreset Configuration Settings. *The Herald of the Siberian State University of Telecommunications and Information Science*. 2023;17(4):97–108. DOI:10.55648/1998-6920-2023-17-4-97-108. EDN:JASPNV
34. Dvornikov S.V. Theoretical Foundations of the Synthesis of Bilinear Energy Distributions of Non-Stationary Processes in Frequency-Temporary Space (Review). *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2018;4(1):47–60. (in Russ.) EDN:YUZUOE
35. Grishin V.G., Grishin O.V., Nikultsev V.S., Gulyaeva V.V., Zinchenko M.I., Uryumtsev D.Yu. Time-Frequency Analysis of Variability in External Respiration and Heart Rate in Humans during Exercise. *Biophysics*. 2022;67(4):755–762. DOI:10.31857/S0006302922040147. EDN:IUKFYZ

Статья поступила в редакцию 12.02.2024; одобрена после рецензирования 17.03.2024; принята к публикации 20.03.2024.

The article was submitted 12.02.2024; approved after reviewing 17.03.2024; accepted for publication 20.03.2024.

Информация об авторах:

ДВОРНИКОВ
Сергей Сергеевич

кандидат технических наук, доцент института радиотехники, электроники и связи (институт 2) Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, научный сотрудник научно-исследовательского отдела Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного

 <https://orcid.org/0000-0001-7426-6475>

СЕЛИВАНОВ
Сергей Владимирович

главный специалист по противодействию иностранным техническим разведкам АО «Концерн воздушно-космической обороны «Алмаз-Антей»

 <https://orcid.org/0009-0001-9371-3020>

ДВОРНИКОВ
Сергей Викторович

доктор технических наук, профессор, профессор института радиотехники, электроники и связи (институт 2) Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, профессор кафедры радиосвязи Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного

 <https://orcid.org/0000-0002-4889-0001>

Научная статья

УДК 621.391

DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-34-47



Моделирование процесса обработки меток времени на устройствах транспортной сети

Андрей Константинович Канаев, kanaevak@mail.ru
Елена Владимировна Казакевич, kev-pgups@yandex.ru
Мария Александровна Сахарова, maryazuvaka@mail.ru
Федор Алексеевич Прошин ✉, fedorproshin@gmail.com

Петербургский государственный университет путей сообщения Императора Александра I,
Санкт-Петербург, 190031, Российская Федерация

Аннотация: Современные телекоммуникационные сети строятся на основе различных технологий передачи и обработки данных. Большая нагрузка на узлы транспортного уровня требует обеспечения качественной синхронизации расположенного на них оборудования. Транспортная сеть выступает в качестве важного элемента, передающего шкалу времени на ведомые устройства. Использование принципов временного мультиплексирования и обработки высокоскоростных потоков с разделением по длине волны (OTN, аббр. от англ. Optical Transport Network) и классических сетей на основе Ethernet в качестве системы транспортного уровня требует наличия точного временного согласования, что может обеспечиваться при поддержке функций работы по протоколу точного времени (PTP, аббр. от англ. Precision Time Protocol). Предлагается аппарат моделирования процессов обмена пакетами, которые содержат сообщения PTP, на уровне мультиплексоров OTN и участке транспортной IP-подсети, построенной на маршрутизаторах. Процесс прохождения пакетов по сети рассмотрен с точки зрения базовых процессов обработки. Рассмотрено влияние нагрузки в сети на скорость обработки пакетов на маршрутизаторах и эффективность применения алгоритмов упреждающего кодирования (Forward Error Correction) на быстродействие мультиплексоров OTN. Приведены экспериментальные данные по распределению задержек и дана оценка асимметрии на оборудовании при различных условиях функционирования.

Ключевые слова: оптическая транспортная сеть, OTN, транспортная сеть Ethernet, уровень агрегации, обработка PTP, задержка обработки, сетевая синхронизация, алгоритм Forward Error Correction

Ссылка для цитирования: Канаев А.К., Казакевич Е.В., Сахарова М.А., Прошин Ф.А. Моделирование процесса обработки меток времени на устройствах транспортной сети // Труды учебных заведений связи. 2024. Т. 10. № 2. С. 34–47. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-34-47. EDN:JCNBES

Modelling of Timestamp Processing within Transport Network Equipment

Andrey Kanaev, kanaevak@mail.ru
Elena Kazakevich, kev-pgups@yandex.ru
Maryia Saharova, maryazuvaka@mail.ru
Fedor Proshin ✉, fedorproshin@gmail.com

Emperor Alexander I St. Petersburg State Transport University,
St. Petersburg, 190031, Russian Federation

Abstract: The modern telecommunication networks are forming on the basis of different transmission and data processing technologies. High load on the transport layer nodes demands quality synchronization of equipment that

works on it. The transport network is an important element which delivers the time scale to slave nodes. Using the time-division multiplexing for the high-speed channel processing with the use of wavelength division multiplexing (OTN, Optical Transport Network,) and classic Ethernet networks as a transport layer systems needs the precision time synchronization which can be achieved with the use of Precision Time Protocol (PTP). The modeling apparatus of PTP messages exchanging within OTN multiplexers and IP-network based on the routers are suggested. The packet transferring through the network are given as sequence of simple processing steps. The impact of a network load on PTP information processing capacity on the routers and efficiency of the Forward Error Correction algorithm for OTN equipment are analyzed. The experimental distribution of variable delays on that network elements are given.

Keywords: optical transport network, OTN, Ethernet transport network, aggregation layer, PTP processing, processing delay, network synchronization, Forward Error Correction

For citation: Kanaev A., Kazakevich E., Saharova M., Proshin F. Modelling of Timestamp Processing within Transport Network Equipment. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2024;10(2):34–47. (In Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-34-47. EDN:JCNBES

1. Введение

В настоящее время нагрузка на телекоммуникационные сети постоянно увеличивается, предъявляются более высокие требования к качеству обслуживания и предоставляемых услуг. Надежное функционирование оборудования на узлах, обеспечивающих стабильную работу сетей, распределенных на большой территории, возможно при наличии привязанной шкалы времени на каждом элементе. Потребителями синхронизации выступают различные системы и комплексы, каждый из которых требует определенной точности. Сети сотовой связи стандартов LTE и 5G, системы управления электроэнергетическими объектами, различные сервисы реального времени наиболее требовательны к точности синхронизации. Рост популярности пакетных систем, гетерогенность сетей требуют методов синхронизации, отличающихся от принципов построения системы тактовой сетевой синхронизации (ТСС). Тактовая синхронизация, которая подразумевает передачу на физическом уровне, характерна для традиционных сетей с временным разделением каналов. На сетях с коммутацией пакетов частотная синхронизация может быть реализована на физическом уровне или с использованием однонаправленного или двунаправленного протокола. Но указанные выше потребители, помимо частотной, нуждаются в фазовой и временной синхронизации, которые обеспечивают привязанные шкалы времени на узлах. Для достижения этого условия необходимо использование двунаправленного протокола, который позволяет учесть задержку доставки пакетов от ведущих к ведомым часам. Следует заметить, что временная синхронизация в сетях с пакетной коммутацией претерпевает трудности, обусловленные значительной вариацией задержек, зависимостью от загрузки сети, принципами маршрутизации и другими техническими особенностями оборудования и программных средств. Это обуславливает переменный характер задержек при доставке временных меток.

При рассмотрении OTN (аббр. от англ. Optical Transport Network, оптическая транспортная сеть) следует сказать, что согласно [1] физический уровень данной технологии не предназначен для переноса синхронизации. Выступая транспортом для существующих протоколов и технологий, OTN должна включать механизмы переноса информации о синхронизации. Следовательно, на уровне транспорта, а именно OTN, следует говорить о возможности переноса сообщений, используемых для привязки шкалы времени, с помощью соответствующих однонаправленных или двунаправленных протоколов. Таким образом, не предполагается использование физического уровня для переноса частоты, но определенные механизмы частотной, временной и фазовой синхронизации в данной области существуют.

Цель данной статьи – разработка модели функционирования двунаправленного протокола (в данной модели, как оговорено далее – протокола точного времени, РТР, аббр. от англ. Precision Time Protocol) в различных условиях: в составе сети, реализованной на принципах пакетной передачи IP/Ethernet, и внутри «острова OTN». Это позволит далее перейти к анализу работы двунаправленных протоколов в гетерогенной сети, включающей рассматриваемые подсети. При этом модель учитывает механизмы переноса меток времени в пакетной сети без поддержки РТР на канальном уровне и транспорта в рамках OTN без специализированных инструментов его обработки. Актуальность разработки обуславливается потребностью в оценке вероятностно-временных характеристик доставки пакетов РТР в зависимости от структуры оборудования для дальнейшего моделирования гетерогенной сети, ее сложности и протяженности.

2. Сетевая синхронизация и принципы обеспечения единой шкалы времени

Наличие синхронизации является необходимым условием функционирования телекоммуникационной сети. Так как на данное время существуют

различные технологии построения сети, методы доставки эталонных сигналов до устройств потребителей, в зависимости от сетевой архитектуры, соответственно, различаются. Понятие «синхронизация» в зависимости от рассматриваемой технологии построения может иметь разное содержание. Традиционная сеть ТСС, строящаяся на оборудовании СЦИ (*аббр. от* синхронная цифровая иерархия), характеризуется переносом частоты на физическом уровне. При таком подходе задача функционирования состоит в поддержании постоянства частоты на каждом узле, причем отклонения от номинального значения, вызываемые фазовыми искажениями, компенсируются с помощью схем фазовой автоподстройки частоты. Следовательно, для ТСС синхронизация есть постоянство частоты в сочетании с корректировкой фазовых искажений.

Для сетей с коммутацией пакетов аналогичный подход реализован в виде технологии «синхронного Ethernet» (SyncE, *аббр. от* *англ.* Synchronous Ethernet), которая позволяет обеспечить передачу синхронизации на физическом уровне при реализации пакетного метода передачи информации пользователей. Данный подход можно считать одним из вариантов переноса достоинств существующей системы ТСС на приобретающие популярность сети Ethernet. Следует сказать, что на данное время технология характеризуется полнотой нормативной базы, а стандартизация направлена на внесение, при необходимости, корректировок или уточнений. При высокой точности данного решения существуют сложности, которые ограничивают его применение.

Для функционирования сети, поддерживающей работу с SyncE, каждое устройство должно иметь соответствующие порты, обеспечивающие выделение сигнала синхронизации с физического уровня. На реальных сетях внедрение такой технологии предполагает замену действующего оборудования, что требует значительных вложений. Достоинствами SyncE можно назвать схожесть принципов доставки частоты с традиционной сетью ТСС, высокую стабильность и точность, позволяющую работать с приложениями реального времени, отслеживаемость сигналов по цепи от эталона (или источника более высокого качества) и использование аналогичных сообщений о качестве источника. Большой опыт построения сетей ТСС в части распределения генераторных и сетевых элементов и обеспечения надежности здесь также применим.

Следует заметить, что, обладая большими преимуществами по точности относительно показателей классической ее реализации [2], технология SyncE предполагает сложную техническую структуру, ограничивающую области ее применения и затрудняющую широкое распространение. Следовательно, техническая сторона модернизации требует

поиска дополнительных механизмов синхронизации пакетных сетей, обеспечивающих высокие показатели точности, но предполагающих минимальные изменения состава и структуры оборудования действующих сетей.

Так как технологии пакетной коммутации продолжают внедряться более активно по сравнению с традиционным временным разделением каналов, что определяется переносом транспортного уровня на оборудование, функционирующее на основе коммутации пакетов (в основном, на базе Ethernet), при решении задачи синхронизации следует говорить о методах согласования частоты, времени или фазы ведомых часов [2]. Соответственно, для достижения частотной синхронизации достаточно использовать однонаправленный протокол, а при необходимости фазовой, временной, то есть для привязки шкалы времени, требуется двунаправленный вариант. При этом необходимо учитывать принципы маршрутизации пакетов и зависимость их задержки от нагрузки в сети.

Вариация задержки пакетов (PDV, *аббр. от* *англ.* Packet Delay Variation), свойственная для таких систем, предполагает более сложный характер, чем дрожание (джиттер) и блуждание (вандер) фазы сигнала синхронизации физического уровня. Согласование временных шкал на устройствах обеспечивается переносом метки-запроса и соответствующей метки-ответа от устройств, участвующих в процессе синхронизации. Для высокоскоростных систем транспортного уровня и требований ко времени приложений необходимо использовать двунаправленные протоколы.

На данное время на пакетных сетях различного уровня, в зависимости от требований к точности, согласование шкал обеспечивается протоколом сетевого времени (NTP, *аббр. от* *англ.* Network Time Protocol) и РТР [3]. Создание NTP обусловлено необходимостью согласования шкал времени множества устройств, входящих в состав локальных вычислительных сетей и глобальной сети Интернет. Достижимая при использовании NTP точность до единиц-десятков миллисекунд достаточна для корректной работы устройств большого количества клиентов, систем тарификации, компьютерных подсетей. Простота его реализации при минимальных технических требованиях обуславливает широкое распространение.

При переносе функций транспорта на уровень пакетных сетей высокие требования к синхронизации возможно обеспечивать только с помощью РТР. Данный протокол имеет нормативную базу, которая характеризуется полнотой и стабильностью. Актуальная на данное время версия, известная как IEEE 1588v2.1, обеспечивает точность до единиц наносекунд при аппаратной реализации на устройствах.

Важно заметить, что при таком уровне стандартизации работа над его совершенствованием постоянно ведется различными международными организациями. Это можно заметить в отношении профилей, регулирующих функциональные возможности РТР для конкретной области (электроэнергетика, финансовая деятельность, телекоммуникации, мультимедиа и др.).

Как указано ранее, РТР строится на принципах обмена временными метками, которые передаются в составе соответствующих сообщений протокола. Метки времени соответствуют отсчетам по локальной шкале устройства, считываемых при отправке и приеме запросов. Двухнаправленность протокола обеспечивает учет задержки, которая необходима для прохождения от ведущего к ведомому, и в обратном направлении. На практике данные величины различны, что объясняется множеством условий, которые характерны для пакетных сетей. Наиболее распространенными причинами могут быть выбранный протокол маршрутизации, загруженность сетевого оборудования, нагрузка в сети и др.

Информация о времени передается с помощью соответствующих сообщений, частота пересылки которых (например, для РТР – от 1 до 128 в секунду) намного ниже частоты физического сигнала 2 МГц [4]. Такие сообщения должны отправляться через точные временные интервалы, которые на практике могут быть различными. Для его реализации (при невысоких требованиях по точности) достаточно использовать соответствующее программное обеспечение на стороне клиента и сервера, загружаемое в действующее оборудование потребителей.

Для использования в телекоммуникационных сетях с высокими требованиями по точности и минимальными задержками передачи требуется аппаратная реализация, при которой за обработку меток отвечают отдельные микроконтроллеры. При таком варианте минимизированы задержки, возникающие при чтении сообщений и формировании ответных запросов. Данные задержки служат источником возникновения асимметрии, которая значительно снижает точность подстройки ведомых часов.

3. Типы устройств на транспортном уровне

Технология OTN выступает наиболее оптимальным решением для построения транспортных сетей. Сочетание принципов волнового разделения каналов (WDM, *аббр. от англ. Wavelength Division Multiplexing*) с механизмами контроля и управления нагрузкой данных позволяет эффективно обрабатывать высокоскоростные потоки транспортного уровня. Важно заметить, что современные устройства OTN позволяют обрабатывать потоки данных (полезную нагрузку) на различных уровнях в зави-

симости от необходимости цифровой коммутации или выделения на уровень пользователя. Тип данных в выделенном потоке определяется технологией передачи нижнего уровня, а обработка блоков данных (ODU, *аббр. от англ. Optical Data Unit*) выполняется независимо от их содержания.

Так как существует множество действующих транспортных сетей на основе классических СЦИ, то при их модернизации с использованием OTN оборудование СЦИ рассматривается в качестве пользователя [1]. Развитие протоколов на основе Ethernet и механизмов снижения задержек, связанных с пакетной коммутацией, позволяет использовать принцип коммутации пакетов для доставки сервисов, требовательных ко времени, аналогично сетям СЦИ. Важным условием при этом выступает обеспечение точной шкалы времени на каждом узле, мультиплексоре OTN или маршрутизаторе. Наиболее оптимальным решением для этого можно назвать использование РТР, основанного на согласовании шкал времени между ведущим и ведомыми устройствами путем обмена соответствующими временными метками. На практике ведущие часы (Master) находятся вблизи первичного эталонного генератора, а ведомые устройства (Slave) располагаются на узловых станциях на значительном расстоянии. Следовательно, существуют трудности, связанные с реализацией алгоритма РТР из-за наличия большого количества элементов, вносящих асимметрию и снижающих точность синхронизации. Как указано ранее, каждый из типов указанных устройств (OTN и IP) в реальных сетях участвует в обмене сообщениями РТР, так как маршрут доставки пакетов до ведомого устройства может проходить по различным участкам. Рассмотрим процессы обработки меток времени, относящиеся к оборудованию OTN и маршрутизаторам транспортного уровня.

3.1. Мультиплексор OTN

Так как транспортная сеть, как указано ранее, может строиться на оборудовании OTN, перенос меток времени должен обеспечиваться с минимальной вносимой асимметрией. Для исследования воздействия «островов OTN» [5] на временные искажения рассмотрим процессы обработки пакетов РТР элементами мультиплексора. Существуют несколько принципиальных методов доставки шкалы времени по пакетным сетям и системам OTN. Согласно [6–8], в пакетных сетях оборудование может поддерживать РТР, обрабатывая его данные отдельно от информационных потоков, или не поддерживать, обслуживая сообщения в общей очереди. На основании [1, 7] перенос меток времени для OTN возможен в качестве полезной нагрузки, содержащейся в блоках OPU (*аббр. от англ. Optical Payload Unit*), или по выделенному каналу в структуре заголовка OTUk (*аббр. от англ.*

Optical Transport Unit level k , оптический транспортный блок уровня k).

Для моделирования предлагается один из вариантов переноса меток времени, основанный на переносе сообщений RTP в качестве элемента полезной нагрузки, что можно считать наименее эффективным с точки зрения достижимой точности применением. Рассмотрение вариантов с реализацией приоритетной обработки по каналу управления предполагается выполнить в последующей статье. При построении модели будем считать, что сформированное сообщение RTP размещается в пакете UDP (аббр. от англ. User Datagram Protocol, протокол пользовательских датаграмм). Далее полученный пакет вставляется в кадр IP, который передается на канальный уровень в состав кадра Ethernet в соответствии со схемой, изображенной на рисунке 1.

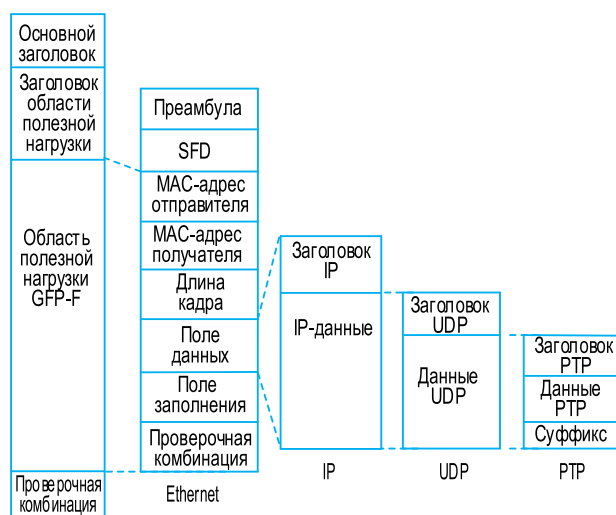


Рис. 1. Размещение сообщений RTP в кадре Ethernet

Fig. 1. Mapping of the PTP Messages in Ethernet Frame

Так как описание конкретных механизмов работы по RTP, сообщения которого размещаются в качестве данных пользователя, отсутствует в структуре основополагающих стандартов МСЭ-Т, будем считать, что сообщения RTP передаются в структуре данных 1 Gigabit Ethernet (1GE, гигабитный Ethernet) в качестве полезной нагрузки. Согласно [1] размещение данных с пакетной структурой обеспечивается, в общем, с помощью алгоритма общей процедуры размещения (GMP, аббр. от англ. Generic Mapping Procedure). Входной поток данных 1GE поступает на интерфейс пользовательского модуля. Так как линейная скорость потока 8B/10B равна 1,25 Гбит/с, то для размещения в OPU0 (аббр. от англ. Optical Payload Unit level 0 – оптический блок нагрузки уровня 0) требуется преобразование в поток меньшей скорости, которая составляет 1 171 875 Кбит/с (1,17 Гбит/с). Сформированные 8 октетов 64B/65B размещаются в общем суперблоке GFP-T (аббр. от англ. Transparent

Generic Framing Procedure – прозрачный режим общей процедуры формирования кадра). При использовании механизма GFP-T обеспечивается прозрачная передача нагрузки. При этом выполняется выравнивание скорости поступающего потока данных путем использования алгоритма GMP. Следовательно, сформированный поток данных соответствует скорости OPU0 и может размещаться в поле нагрузки.

Так как линейный интерфейс OTN позволяет передавать минимальный размер блока, соответствующий OTU1, то полученный ODU0 мультиплексируется до ODU1. На выходе мультиплексора появляется OTU1, который имеет постоянную линейную скорость и может передаваться на оптический модулятор. Мультиплексоры OTN на данное время содержат блок кросс-коммутации на уровне ODU, что позволяет обрабатывать транзитные соединения, не выделяя нагрузку от пользователя. Принятый линейный сигнал OTU1 преобразуется до ODU1, содержащего информацию о маршруте, после чего кросс-коммутатор перенаправляет данный ODU1 на соответствующий линейный интерфейс, где создается обновленный OTU1 для передачи на последующие узлы.

Механизм упреждающего корректирования ошибок (FEC, аббр. от англ. Forward Error Correction), выполняемый на этапе формирования OTU, может быть реализован на различных корректирующих кодах. Так как каждый из таких кодов вводит избыточность, это влияет на общее время обработки данных на устройстве. От количества дополнительной информации зависит способность обнаруживать и исправлять ошибки. Коды с высокой избыточностью и, следовательно, возможностью исправлять большее число ошибок, представляют собой важную составляющую систем передачи, функционирующих на протяженных волоконно-оптических линиях связи. Согласно данным [9], в зависимости от применяемого кода, избыточность может достигать 7–25 %. Применение различных кодов четко не регламентировано, что позволяет производителям разрабатывать собственные алгоритмы. На существующих системах OTN применяются циклические недвоичные коды Рида – Соломона (RS, аббр. от англ. Reed-Solomon) [1], имеющие наибольшее кодовое расстояние.

Прием данных на оконечном мультиплексоре выполняется в обратном порядке. Полученный OTU1 после скремблирования и расформирования до ODU1 поступает на соответствующий модуль пользовательского интерфейса. Считанные данные о маршруте из заголовка ODU1 OH (аббр. от англ. OverHead) указывают на необходимость демultipлексирования блока ODU1 до нижнего уровня ODU0. Здесь данные заголовка ODU0 OH используются для целей управления и контроля и об-

рабатываются отдельными контроллерами. Полезная нагрузка OPU выделяется в соответствии с GMP, обеспечивающим на выходе поток кадров GFP-T. Выполняется выделение суперблоков GFP, содержащих октеты перекодированного в 8B/10B сигнала 1GE. После восстановления изначального кода поток данных подается на интерфейс пользователя 1GE.

3.2. Маршрутизатор IP-сети

При использовании маршрутизаторов в качестве оборудования транспортной системы необходимо учесть пропускную способность портов и зависимость производительности данного типа оборудования от величины нагрузки. Предлагается рассмотреть маршрутизатор уровня ядра сети или агрегации. Данный тип устройств должен обеспечивать обработку высокоскоростных потоков данных, поступающих на каждый из его интерфейсов, с минимальными задержками. Современные маршрутизаторы оснащаются отдельными модулями обработки RTP с целью минимизации длительности пересылки меток между портами.

Рассматриваемый маршрутизатор в качестве линейных портов использует оптические интерфейсы 10GE (10-гигабитный Ethernet). Потоки данных от пользователей (нижестоящего оборудования) подаются на электрические интерфейсы 1GE. Пользовательские потоки представляют собой последовательность пакетов Ethernet, прибывающих в произвольном порядке. При этом считаем, что линейные интерфейсы функционируют без учета приоритетов трафика, то есть обрабатывают поступающие пакеты в общем порядке.

При поступлении на входной интерфейс 1GE поток данных преобразовывается с физического сигнала в соответствующий код, используемый структурой маршрутизатора. После преобразования считанные заголовок и CRC (*аббр. от англ. Cyclic Redundancy Check* – циклический избыточный код) анализируются. Далее выполняется выделение заголовка IP, и данные пользователя со считанным заголовком под временными внутренними адресами через плату коммутации передаются в буфер выходного порта. Здесь выполняется обратное преобразование, в соответствии с которым по временным внутренним адресам собирается пакет IP, его заголовки, определяется порядок следования пакетов с выходного порта, показатели качества (QoS, *аббр. от англ. Quality of Service*) и, при необходимости, другие параметры. После этого на уровне РНУ (*аббр. от англ. Physical layer* – физический уровень) генерируется пакет Ethernet, предполагаемый к отправке на выходной интерфейс в виде физического сигнала. Более подробно процессы, связанные с обработкой пакетов, можно найти в [10].

Для рассматриваемой модели будем считать, что процессы обработки пакетов Ethernet на входном маршрутизаторе, получающем их от пользователя, на промежуточном – расположенном в транзитном узле, и на окончательном – выдающем поток на оборудование пользователя, выполняются в соответствии с описанным алгоритмом. Основные различия между указанными ролями устройств обуславливаются величинами задержки, которую получает пакет, когда помещается в буфер, анализируется, собирается и находится в очереди, необходимой для размещения в поле данных [10].

Как указано ранее, маршрутизаторы работают в условиях, когда производительность определяется нагрузкой сети. Для рассмотрения процессов предлагается смоделировать работу в ненагруженном режиме, при наличии фонового трафика в сети и/или возникновении перегрузки в связи с переполнением буфера.

4. Создание модели функционирования устройств

4.1. Мультиплексор OTN

Для формирования модели функционирования мультиплексора в описанных условиях выделим подпроцессы обработки одного пакета Ethernet, который содержит сообщение RTP. На основании описанных в предыдущей главе режимов работы мультиплексоров, требуется описать три различные модели: окончательный мультиплексор на входе участка OTN, промежуточный OTN-мультиплексор, окончательный мультиплексор на выходе участка OTN. Это обуславливается различием выполняемых функций.

Для мультиплексора на входе будем считать длительностью обработки время от появления пакета Ethernet (с содержащимся в нем RTP) на интерфейсе пользователя 1GE до выхода транспортного блока OTU1. Следовательно, общую длительность обработки можно определить по формуле (1), где $T_{вх\ 1GE}$ – задержка преобразования физического сигнала на интерфейсе 1GE, мкс; T_{GFP-T} – задержка размещения пакета Ethernet в GFP-T в составе суперблоков, мкс; T_{OPU} – задержка размещения GFP-T в OPU, мкс; T_{ODU} – задержка формирования данных ODU OH, мкс; $T_{комм}$ – задержка коммутации сформированного ODU, мкс; T_{OTU} – задержка формирования данных OTU OH, мкс; $T_{лин\ пер}$ – задержка преобразования в физический сигнал на выходе OTU, мкс.

Промежуточный мультиплексор вносит задержку, которая может определяться по формуле (2), где $T_{лин\ пр}$ – задержка преобразования физического сигнала OTU на входе мультиплексора, мкс; $T_{обр\ OTU}$ – длительность обработки заголовка OTU OH, мкс; $T_{комм}$ – задержка коммутации транзитного ODU, мкс; $T_{зап\ OTU}$ – длительность перезаписи OTU OH, мкс.

Оконечный мультиплексор выполняет выделение нагрузки, что соответствует задержке, которая определяется по формуле (3), где $T_{обр ODU}$ – длительность обработки заголовка ODU ОН, мкс; $T_{обр OPU}$ – длительность выделения нагрузки из OPU, мкс; $T_{выд GFP-T}$ – задержка выделения пакета Ethernet из GFP-T; $T_{вых GE}$ – задержка преобразования на физическом интерфейсе 1GE, мкс.

Величина задержки, которая обуславливается каждым из описываемых процессов, на практике может варьироваться в определенных границах. При моделировании часть процессов будем считать постоянными (характеризуются физическими процессами преобразования сигналов), а остальные (зависят от программной реализации различных алгоритмов) определим с помощью приближенных законов распределения.

$$T_{OTN 1} = T_{вх GE} + T_{GFP-T} + T_{OPU} + T_{ODU} + T_{комм} + T_{OTU} + T_{лин пер} \cdot \quad (1)$$

$$T_{OTN пром} = T_{лин пр} + T_{обр OTU} + T_{комм} + T_{зап OTU} + T_{лин пер} \cdot \quad (2)$$

$$T_{OTN n} = T_{лин пр} + T_{обр OTU} + T_{комм} + T_{обр ODU} + T_{обр OPU} + T_{выд GFP-T} + T_{вых GE} \cdot \quad (3)$$

4.2. Маршрутизатор РТР-сети

При включении участка IP-сети в маршрут обмена сообщениями РТР-маршрутизатор может работать в режимах оконечного узла агрегации (связанного с ядром сети), промежуточного элемента, оконечного m -го оборудования агрегации (связанного с уровнем доступа). Следовательно, необходимо описать три модели его функционирования.

Общее время обработки на оконечном маршрутизаторе на входе пакетной сети может быть определено по формуле (4), где $T_{вх GE}$ – задержка на входном интерфейсе 1GE, мкс; $T_{буф1}$ – задержка входного буфера порта 1GE, мкс; $T_{IP GE}$ – задержка выделения заголовка IP, мкс; $T_{комм IP}$ – задержка коммутации, включая различные алгоритмы маршрутизации, мкс; $T_{сб10}$ – задержка сборки IP-пакета на выходе 10GE, мкс; T_{Eth10} – задержка сборки пакета Ethernet

в структуре 10GE, мкс; $T_{вых 10GE}$ – задержка преобразования на выходном интерфейсе 10GE, мкс.

Промежуточный маршрутизатор обеспечивает маршрутизацию потоков 10GE, перенаправляя пакеты с одного порта 10GE на другой. Следовательно, задержка обработки может быть определена по формуле (5), где $T_{вх 10GE}$ – задержка преобразования на входном интерфейсе 10GE, мкс; $T_{буф10}$ – задержка входного буфера 10GE, мкс; $T_{IP 10GE}$ – задержка выделения заголовка IP в составе 10GE, мкс.

Оконечный маршрутизатор обеспечивает выделение пакета Ethernet, переносящего метку времени, с линейного порта 10GE на выходной порт 1GE. Задержка обработки, связанная с данным процессом, может быть определена по формуле (6), где $T_{сб1}$ – задержка сборки IP-пакета на выходе 1GE, мкс; T_{Eth1} – задержка сборки пакета Ethernet в структуре 1GE, мкс.

$$T_{марш 1} = T_{вх GE} + T_{буф1} + T_{IP GE} + T_{комм IP} + T_{сб10} + T_{Eth 10} + T_{вых 10GE} \cdot \quad (4)$$

$$T_{марш пром} = T_{вх 10GE} + T_{буф10} + T_{IP 10GE} + T_{комм IP} + T_{сб10} + T_{Eth 10} + T_{вых 10GE} \cdot \quad (5)$$

$$T_{марш m} = T_{вх 10GE} + T_{буф10} + T_{IP 10GE} + T_{комм IP} + T_{сб1} + T_{Eth1} + T_{вых GE} \cdot \quad (6)$$

5. Описание моделей

Модели функционирования устройств в соответствии с приводимым описанием выполняются в среде имитационного моделирования AnyLogic, которая позволяет изучить влияние множества взаимосвязанных подпроцессов на общий результат реализации заданного процесса. Для этого необходимо задать соответствие элементов дискретно-событийной модели и физических процессов, описанных выше. Реализация функций обработки нагрузки рассматривается с точки зрения пакета

Ethernet, который содержит IP-пакет с дейтаграммой UDP, переносящей сообщение РТР. Следовательно, в качестве агента в среде AnyLogic будем полагать пакет Ethernet.

Так как указанные подпроцессы характеризуются временными параметрами, их отображение в модели обеспечивается блоками задержки «Delay», которые задерживают агента на определенное время (константное значение или переменная величина в соответствии с выбранным законом распределения). Генерирование агентов обеспечивает

блок «Source», создающий заданное их количество. После прохождения по блокам задержки агент поступает на приемник «Sink», который его поглощает.

Так как РТР характеризуется двунаправленностью, разработанные модели отображают прохождение пакетов в прямом (от ведущего) и обратном (к ведущему) направлениях. Упрощенный участок OTN состоит из граничного мультиплексора, располагаемого на входе острова и выполняющего последовательное размещение пакетов в структуре информационных блоков, промежуточного, коммутирующего входные блоки данных на заданный интерфейс (в соответствии с информацией из заголовка) и оконечного мультиплексора на стороне клиентского оборудования, выделяющего пакет с меткой времени.

На данном этапе моделирования учитываются процессы, относящиеся к обработке пакетов в границах OTN; работа ведущих и ведомых часов не рассматривается. Это обусловлено тем, что данная модель разработана с целью анализа характера асимметрии задержек, которые вызваны различием времени прохождения пакетов по маршруту. Каждый мультиплексор соединен с соседним по волоконно-

оптической линии связи, вносящей дополнительную задержку. На рисунке 2а изображена полученная модель функционирования РТР для мультиплексоров OTN без специализированных механизмов обработки меток времени.

Для построения модели функционирования РТР в составе пакетной сети построена упрощенная сеть, которая включает маршрутизатор на стороне ведущих часов, промежуточный маршрутизатор и оконечный на стороне потребителя синхронизации. На рисунке 2б приводится сформированная модель для маршрутизаторов IP-сети, работающей на базе 10-гигабитной реализации Ethernet. Аналогично предыдущей модели, процессы, происходящие с пакетами за границами подсети, в данной статье не учитываются, составляя предмет дальнейшего изучения и моделирования. При этом учитывается вносимая оптическим волокном задержка.

Каждая модель обеспечивает 500 реализаций процесса запроса-ответа между ведомым и ведущим устройствами. По результатам его выполнения построены гистограммы распределения времени обработки пакета для каждого из типов устройств в зависимости от режима его работы.

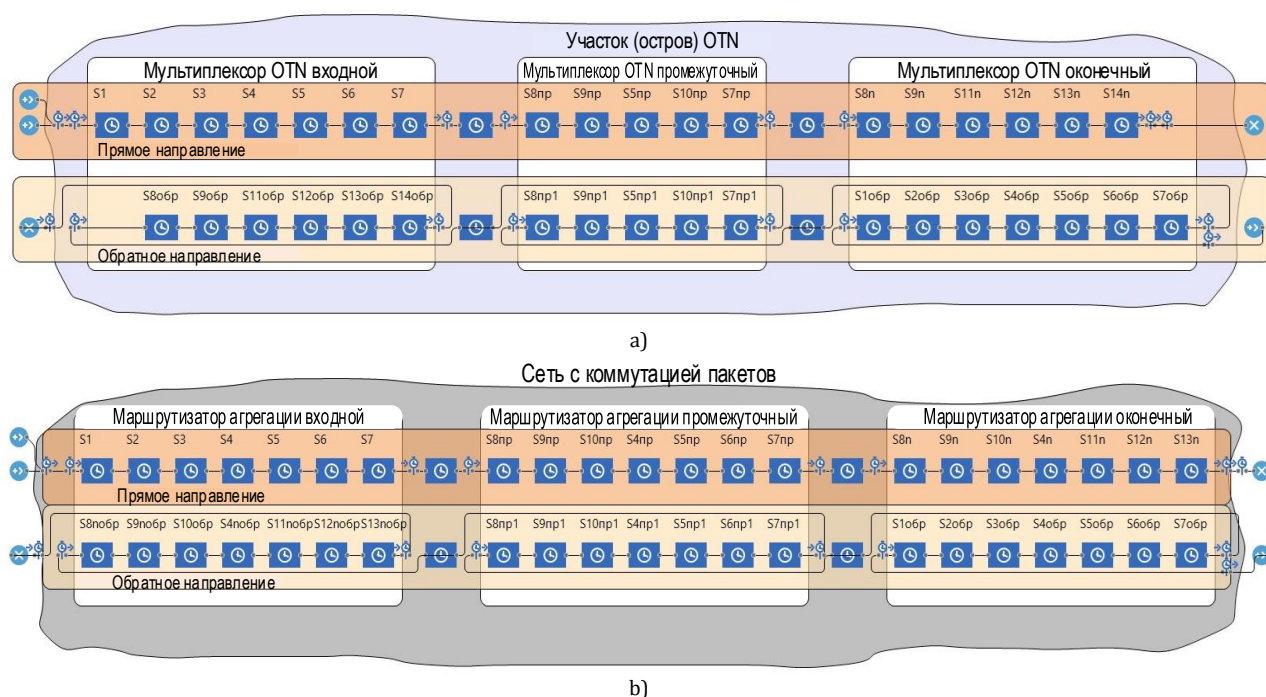


Рис. 2. Модель функционирования: а) мультиплексоров OTN; б) маршрутизаторов

Fig. 2. Model of: a) OTN Multiplexers Functioning; b) Routers Functioning

6. Описание исходных данных

Для построения модели требуется задать временные параметры, соответствующие описанным подпроцессам. Величины задержки выбраны на основании данных ведущих производителей теле-

коммуникационного оборудования и микроэлементной базы, публикаций и существующих исследований, связанных с использованием РТР на сетях различной архитектуры. Вероятностно-временные характеристики указанных ранее подпроцессов

приводятся в таблице 1, где единица измерения переменных – мкс, кроме процесса Задержки прохождения сигнала в оптическом волокне G.652 (стандарт оптического одномодового волокна) – в мкс/км.

Данные по вероятностно-временным параметрам процессов в маршрутизаторах приводятся в таблице 2, где единица измерения переменных – мкс, кроме процесса Задержки прохождения сигнала в оптическом волокне 1GE – в мкс/км.

ТАБЛИЦА 1. Вероятностно-временные характеристики процессов для мультиплексора OTN

TABLE 1. The Probabilistic Temporal Characteristics for OTN Multiplexer

Процесс	Переменная	Обозначение на схеме	Значение
Преобразование сигнала на входном интерфейсе 1GE	$T_{вх GE}$	S1	0,145
Размещение пакета Ethernet в GFP-T	T_{GFP-T}	S2	20–25
Размещение GFP-T в OPU	T_{OPU}	S3	5
Генерирование (мультиплексирование) ODU	T_{ODU}	S4	5
Коммутация ODU	$T_{комм}$	S5	2–5
Генерирование OTU	T_{OTU}	S6	0,5–1 RS (1007, 1023) 6–7 RS (255, 239)
Преобразование OTU в оптический сигнал на линейном выходе	$T_{лин пер}$	S7	0,003
Преобразование оптического сигнала в OTU на входном интерфейсе	$T_{лин пр}$	S8	0,003
Обработка заголовка OTU с выделением ODU	$T_{обр OTU}$	S9	0,5–1; 6–7
Перезапись данных заголовка OTU	$T_{зап OTU}$	S10	5
Обработка заголовка ODU, демультимплексирование	$T_{обр ODU}$	S11	5
Обработка заголовка OPU, выделение GFP-T	$T_{обр OPU}$	S12	5
Выделение пакета Ethernet из GFP-T	$T_{выд GFP-T}$	S13	20–25
Преобразование сигнала на выходном интерфейсе 1GE	$T_{вых GE}$	S14	0,145
Задержка прохождения сигнала в оптическом волокне G.652	$T_{ов}$	Слин	5

Архитектура мультиплексора OTN предполагает наличие модулей (пользовательских, линейных), перенаправление потоков ODU между которыми обеспечивается через модуль кросс-коммутации, а схема обработки основана на кадровой структуре и принципах временного мультиплексирования бло-

ков данных. Процессы приема, обработки, передачи блоков данных выполняются последовательно по битам, которые объединяются в кадры и мультикадры [1]. Следовательно, большинство процессов, связанных с прохождением данных внутри мультиплексора OTN, в отношении моделирования, можно считать постоянными по времени. Так как технология OTN предполагает установление постоянных маршрутов, поток данных, поступающий на каждый из портов, имеет постоянную интенсивность. Модуль кросс-коммутации обеспечивает коммутацию между модулями пользователей и линейными модулями или между линейными модулями в зависимости от данных, считанных из заголовка ODU. При этом учитываем, что в зависимости от загруженности портов мультиплексора и режима его работы нагрузка на модуль кросс-коммутации может незначительно изменяться, что отражено в таблице 2. Приведенные данные основаны на результатах, которые можно найти в работе [12], и данных производителя Huawei [13].

ТАБЛИЦА 2. Вероятностно-временные характеристики процессов для маршрутизатора

TABLE 2. The Probabilistic Temporal Characteristics for the Router

Описание процесса	Переменная	Обозначение на схеме	Значение
Преобразование сигнала на входном интерфейсе 1GE	$T_{вх GE}$	S1	0,145
Нахождение в буфере входного порта 1GE	$T_{буф1}$	S2	4–10
Выделение заголовка IP из Ethernet в составе 1GE	T_{IP1}	S3	4
Коммутация пакета	$T_{комм IP}$	S4	5–10
Сборка пакета в буфере выходного порта 10GE	$T_{сб10}$	S5	4
Формирование структуры 10GE	T_{Eth10}	S6	1,2
Преобразование в оптический сигнал на выходном интерфейсе 10GE	$T_{вых 10GE}$	S7	0,11
Преобразование оптического сигнала на входном интерфейсе 10GE	$T_{вх 10GE}$	S8	0,11
Нахождение в буфере входного порта 10GE	$T_{буф10}$	S9	4–10 (до 25%) 10–25 (25–75%) 25–100 (> 75%)
Выделение заголовка IP из Ethernet в составе 10GE	T_{IP10}	S10	2
Сборка в буфере выходного порта 1GE	$T_{сб1}$	S11	2
Формирование структуры 1GE	T_{Eth1}	S12	12
Преобразование сигнала на выходном интерфейсе 1GE	$T_{вых GE}$	S13	0,145
Задержка прохождения сигнала в оптическом волокне G.652	$T_{ов}$	Слин	5

Следует уточнить, что подсчет FEC выполняется совместно с процессом записи (перезаписи) заголовка OTU, а его проверка соответствует процессу чтения данного заголовка. Для сравнения рассматриваются алгоритмы кодирования с использованием циклических кодов Рида – Соломона вида RS (255, 239) и RS (1003, 1027). Величины задержек, связанных с реализацией данных алгоритмов, можно найти в [10, 11].

Переменные задержки могут возникать на границе пользовательского оборудования и OTN. Так как здесь обеспечивается преобразование входных данных в цифровую структуру OTN, то при этом необходимо учитывать механизмы выравнивания скорости входного потока со скоростью используемых блоков OPU. Данная модель предполагает предварительное размещение потока 1GE в GFP-T, обеспечивающее выравнивание потока пакетов в соответствии с предоставляемым каналом.

Маршрутизатор характеризуется переменными задержками, которые требуются для приема, обработки, коммутации и сборки пакетов. Задержки, связанные с данным оборудованием, можно подразделить на несколько типов. Задержка буферизации обуславливается нахождением пакета в очереди, которая соответствует каждому входному интерфейсу. Задержка обработки связана с алгоритмами, необходимыми для перенаправления полученного пакета на соответствующий интерфейс.

Сериализация пакетов обеспечивает перевод логической структуры пакета в физическую последовательность символов соответствующей коди-

ровки. На основании опыта эксплуатации и данных, которые можно найти в [14–16], можно сказать, что при отсутствии значительной перегрузки (загруженности до 25 %) в сети пакеты в буферах входных портов обслуживаются за время от 4 до 10 мкс. При повышении нагрузки в сети до 25–75 % в связи с фоновым трафиком задержка можеткратно возрастет и составлять от 10 до 25 мкс. Если нагрузка продолжает повышаться более 75 %, часть пакетов начинает отбрасываться из-за переполнения буфера, вызывая скачок задержки до 1000 мкс. Для моделирования ограничим данный предел значением 100 мкс, что позволит обозначить характер изменения задержки. Предлагаемые условия относятся к уровню 10GE, работу буферов портов 1GE условно считаем независимой от изменений нагрузки в сети.

7. Результаты моделирования

По результатам моделирования получены гистограммы распределения времени обработки пакетов на мультиплексорах OTN и маршрутизаторах. На рисунке 3 приведен сравнительный анализ для различных кодов, а на рисунке 4 показана зависимость производительности маршрутизаторов от загруженности сети. На рисунке 5 показана асимметрия на участке OTN, на рисунке 6 – для пакетной сети. Величины T_{ms} и T_{sm} характеризуют математическое ожидание времени прохождения пакета, соответственно, от ведущего к ведомому устройству & vv. Также величины $T_{вхСКО}$, $T_{промСКО}$, $T_{выхСКО}$ показывают среднеквадратическое отклонение, полученное в прямом (пр) и обратном (обр) направлениях.

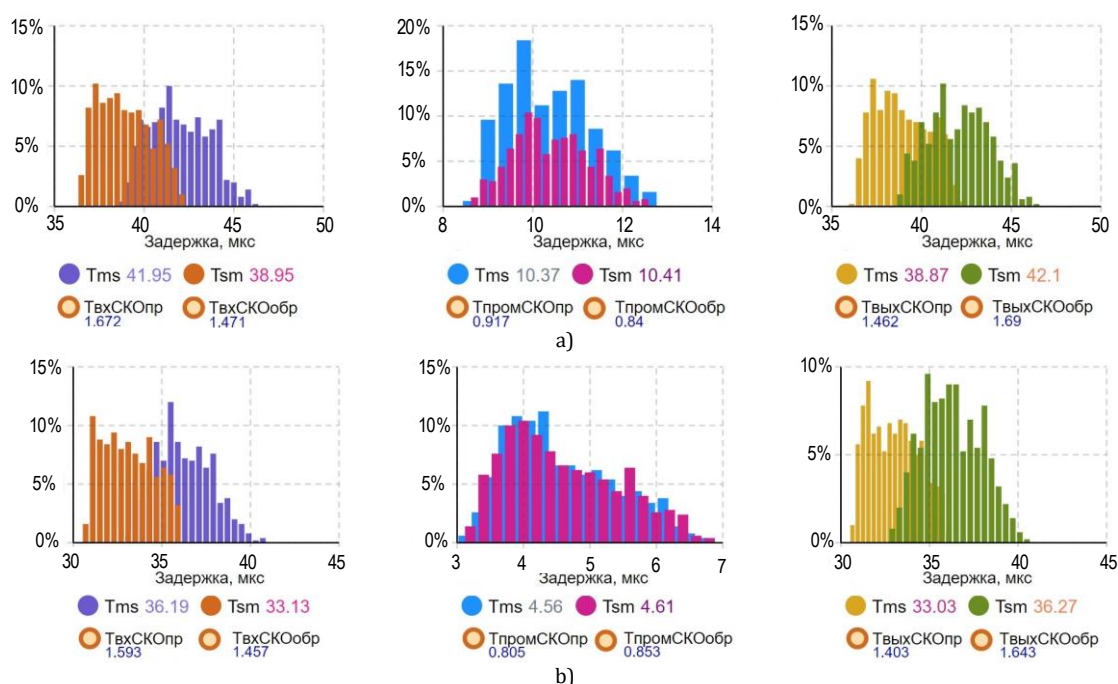


Рис. 3. Распределение задержки на мультиплексорах OTN при использовании:
a) FEC RS (255, 239); b) FEC RS (1023, 1007)

Fig. 3. Delay Distribution on OTN Multiplexers when Using: a) RS (255, 239), Deviation $\sigma = 3,47 \mu s$; b) of FEC RS (1023, 1007)

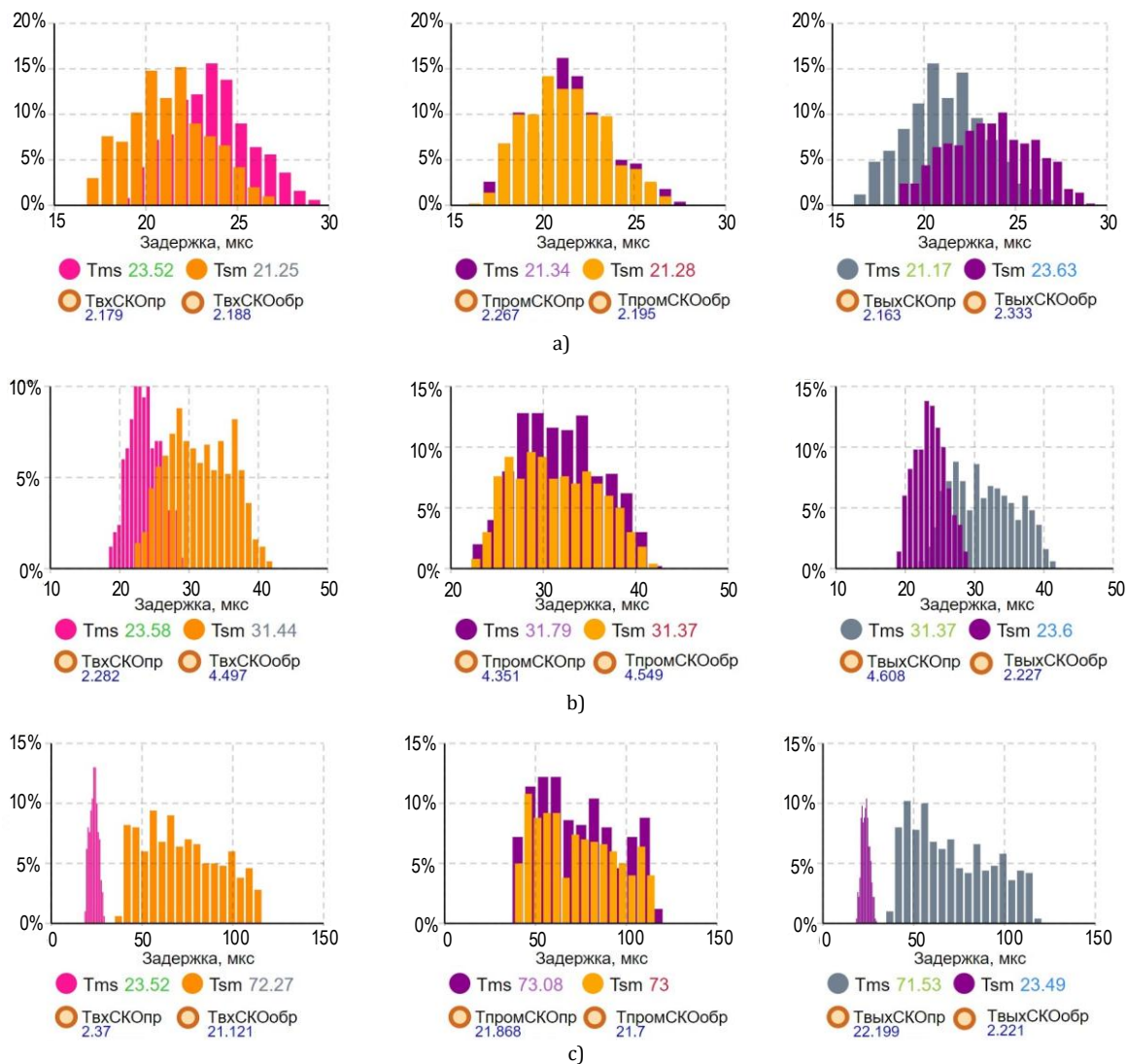


Рис. 4. Распределение задержек на маршрутизаторах при повышении нагрузки: до 25 % (а), до 75 % (б) и более 75 % (с)

Fig. 4. Distribution of Latency on Routers when Load Increases: a) under 25 % of the network load; b) up to 75 %; c) more than 75 %

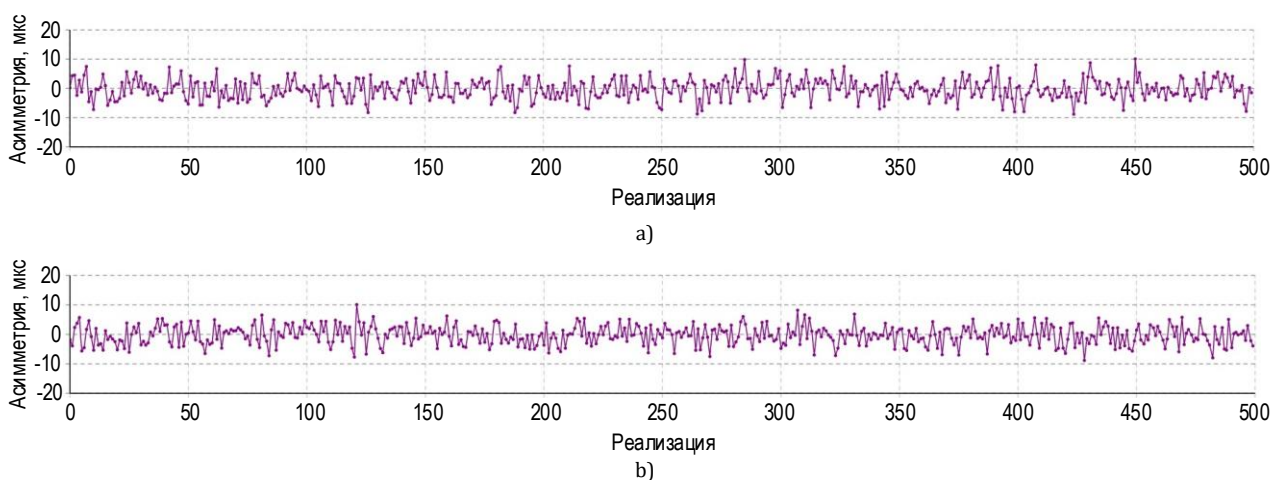


Рис. 5. Асимметрия задержки на участке OTN при различных реализациях: а) RS (255, 239), среднеквадратическое отклонение $\sigma = 3,47$ мкс; б) RS (1007, 1023), среднеквадратическое отклонение $\sigma = 3,23$ мкс

Fig. 5. Delay Asymmetry on OTN Section at Different Implementations: a) RS (255, 239), Deviation $\sigma = 3,47 \mu s$; b) RS (255, 239), Deviation $\sigma = 3,23 \mu s$

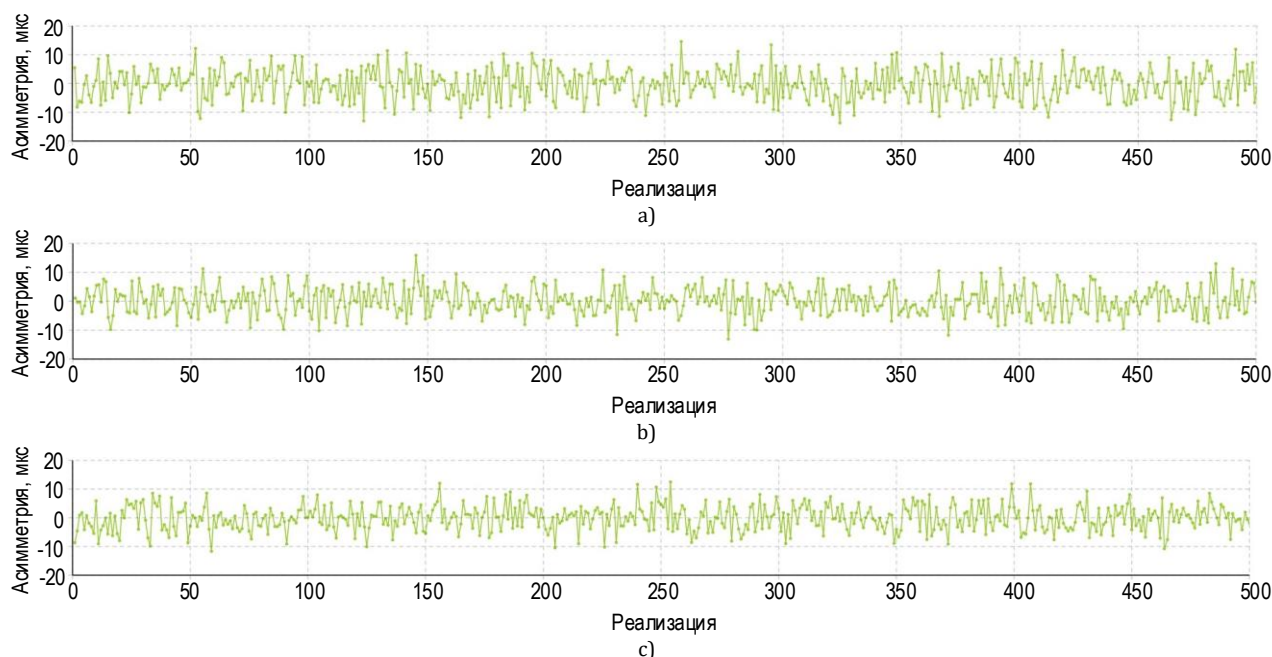


Рис. 6. Асимметрия задержки на участке пакетной сети при загрузке: а) до 25 %, $\sigma = 5,31$ мкс; б) до 75 %, $\sigma = 9,26$ мкс; в) более 75 %, $\sigma = 43,85$ мкс

Fig. 6. Delay Asymmetry on the Packet Network Section During Loading: a) of 25 %, $\sigma = 5,31$ μ s; b) of 75 %, $\sigma = 9,26$ μ s; c) of 75 %, $\sigma = 43,85$ μ s

Величины T_{ms} и T_{sm} характеризуют математическое ожидание времени прохождения пакета, соответственно, от ведущего к ведомому устройству & vv. Также величины $T_{вхСКО}$, $T_{промСКО}$, $T_{выхСКО}$ показывают среднеквадратическое отклонение, полученное в прямом (пр) и обратном (обр) направлениях.

По результатам моделирования можно сказать, что влияние переменных задержек отдельных подпроцессов обработки пакетов Ethernet более заметно для оборудования с коммутацией пакетов. Распределение задержек на мультиплексорах OTN (с учетом принятых допусков) показывает, что наибольший вклад вносят мультиплексоры на входе «острова OTN» (ввод данных пользователя в OTN) и выходе из него (выделение данных на уровень пользователя). Данные результаты характерны для каждого из исследуемых типов FEC.

Для опции FEC с применением RS (255, 239) математическое ожидание задержки составляет 38–42 мкс со среднеквадратическим отклонением 1,4–1,7 мкс. Для промежуточного мультиплексора задержка обработки значительно меньше и по результатам моделирования математическое ожидание составляет 10,3–10,4 мкс со среднеквадратическим отклонением 0,8–0,9 мкс. Это объясняется возможностью цифровой OTN-коммутации, которая обеспечивает перенаправление блоков ODU между линейными модулями без необходимости выделения пакетов Ethernet. Изменение величины задержки, с учетом принятых допущений, носит характер нормального распределения, при этом отсутствуют выбросы, сильно отклоняющиеся от математического ожидания.

Использование FEC с RS (1023, 1007) позволяет снизить задержки, связанные с упреждающим кодированием. На основании результатов моделирования можно сказать, что данный алгоритм позволяет получить математическое ожидание 33–36 с отклонением 1,4–1,7 мкс для окончного оборудования. На промежуточных устройствах достигается математическое ожидание достигает 4,6 мкс со среднеквадратическим отклонением около 0,8 мкс.

Влияние задержки OTN-коммутации (в данной модели от 2 до 5 мкс) не оказывает значительного влияния на разброс значений. Основной вклад в возникновение переменных задержек вносит подпроцесс преобразования пакетной структуры данных на входном интерфейсе для согласования скорости 1GE с OPU. Соответственно, аналогичные влияния можно указать на выходе данных из мультиплексора OTN в виде потоковой структуры 1GE.

По данным графиков (см. рисунки 6а и 6б) можно сказать, что асимметрия при рассмотренных реализациях практически не изменяется. По результатам моделирования применение RS (1007, 1023) позволяет незначительно снизить среднеквадратическое отклонение.

Использование маршрутизаторов в качестве транспортной системы возможно при учете нагрузки в сети. На рисунке 4а показано, что при работе сети в ненагруженном режиме маршрутизаторы обеспечивают невысокую задержку с математическим ожиданием 23 мкс для входного и 22 мкс для промежуточного и окончного маршрутизаторов со среднеквадратическим отклонением 2,2–2,3 мкс. Величина и характер изменения математиче-

ского ожидания и среднеквадратического отклонения для входного маршрутизатора при дальнейшем моделировании сохраняются одинаковыми. При повышении нагрузки в сети (см. рисунок 4b) наблюдается увеличение математического ожидания задержки на промежуточных и конечных устройствах до 31–32 мкс со среднеквадратическим отклонением около 4,5 мкс. Если нагрузка в сети продолжает увеличиваться (см. рисунок 4с), математическое ожидание задержки маршрутизатора может достигать 72 мкс со среднеквадратическим отклонением до 19–21 мкс, что говорит о возможности появления значительной асимметрии задержки при его включении в сеть РТР.

По оценке асимметрии можно сказать, что с ростом нагрузки на сети асимметрия увеличивается также скачкообразно. Если при работе в нормальном режиме она составляет единицы мкс, то при последующем увеличении она достигает десятков мкс, что неприемлемо для использования РТР как механизма привязки шкалы времени.

Таким образом, получен научный аппарат для моделирования прохождения пакетов по сетям различной структуры. Предлагаемые модели функционирования устройств транспортной сети предназначены для описания и исследования общих процессов обработки данных в виде пакетов Ethernet, которые передают метки РТР как вложенную нагрузку UDP-IP. Полученные вероятностно-временные характеристики процессов есть пример использования предлагаемого аппарата в конкретно заданных условиях. Данные модели в дальнейшем должны быть использованы для построения более сложной сетевой модели, предполагающей смешанную архитектуру на основе технологии OTN и классической сети с коммутацией пакетов операторского класса. Вероятностно-временные характеристики, использованные в моделях в качестве исходных данных, подлежат дальнейшему уточнению и, при необходимости, могут корректироваться в соответствии с полученными экспериментальными данными. Это объясняется постоянным совершенствованием архитектуры оборудования и алгоритмов снижения задержек.

Список источников

1. Рекомендация МСЭ-T G.709/Y.1331 (11/2022) Интерфейсы оптической транспортной сети (OTN).
2. Рекомендация МСЭ-T G.8264/Y.1364 (03/2018) Распределение хронизирующей информации по пакетным сетям.
3. Ferrant J., Gilson M., Jobert S., Mayer M. Synchronous Ethernet and IEEE 1588 in Telecoms. Next Generation Synchronization Networks. John Wiley & Sons, 2013. 356 p. DOI:10.1002/9781118580080
4. Rec. ITU-T G.8260 (11/2022) Definitions and terminology for synchronization in packet networks.
5. Rec. ITU-T G.8251 (09/2010) The control of jitter and wander within the optical transport network (OTN).
6. Rec. ITU-T G.8265.1/Y.1365.1 (11/2022) Precision time protocol telecom profile for frequency synchronization.
7. Rec. ITU-T G.8275.1/Y.1369.1 (02/2022) Precision time protocol telecom profile for time/phase synchronization with full timing support from the network.
8. Rec. ITU-T G.8275.1/Y.1369.2 (02/2020) Precision time protocol telecom profile for time/phase synchronization with partial timing support from the network.
9. Хмелев К. Основы фотонного транспорта. Киев: Техника, 2008. 680 с.
10. Канаев А.К., Лукичев М.М., Лукичева В.Л. Методика формирования эквивалентного мультисервисного узла технологической сети связи в среде имитационного моделирования, учитывающая все параметры качества обслуживания в установившемся режиме // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Т. 13. № 12. С. 13–23. DOI:10.24411/2072-8735-2018-10328. EDN:GFCKKT
11. Wigley L. An Update on Router Buffering: White Paper. // @xrdocs. 2022. URL: https://xrdocs.io/8000/Buffering-WP_March_2022.pdf (Accessed 15.03.2024)
12. Салифов И.И. Методика оценки сквозной задержки на оптической магистральной сети со сложной архитектурой. Дисс. ... канд. техн. наук. Екатеринбург: Ростелеком, 2012. 253 с. EDN:QFTOZF
13. WDM/OTN Network Latency Composition // Huawei. 2020. URL: <https://forum.huawei.com/enterprise/en/wdm-otn-network-latency-composition/thread/667240035646324736-667213856692383744> (Accessed 15.03.2024).
14. Veisllari R., Bjornstad S., Stol N. Scheduling techniques in an integrated hybrid node with electronic buffers // Proceedings of the 16th International Conference on Optical Network Design and Modelling (ONDM, Colchester, UK, 17–20 April 2012). IEEE, 2012. PP. 1–6. DOI:10.1109/ONDM.2012.6210185
15. Veisllary R., Bjornstad S., Hjelme D.R. Experimental demonstration of high throughput, ultra-low delay variation packet/circuit fusion network // Electronics Letters. 2013. Vol. 49. Iss. 2. PP. 141–143. DOI:10.1049/el.2012.4156
16. Understanding Network Latency in Ethernet Switches // Fiber Optic Network Products. URL: <https://www.fiberopticshare.com/network-latency-in-ethernet-switches.html#:~:text=Normally%2C%20for%20the%20most%20commonly,from%205%20to%2050%20microseconds> (Accessed 19.03.2024)

References

1. Rec. ITU-T G.709/Y.1331. *Interfaces of the optical transport network*. November 2022.
2. Rec. ITU-T G.8264/Y.1364. *Distribution of timing information through packet networks*. March 2018.
3. Ferrant J., Gilson M., Jobert S., Mayer M. *Synchronous Ethernet and IEEE 1588 in Telecoms. Next Generation Synchronization Networks*. John Wiley & Sons Publ., 2013. 356 p. DOI:10.1002/9781118580080

4. Rec. ITU-T G.8260. *Definitions and terminology for synchronization in packet networks*. November 2022.
5. Rec. ITU-T G.8251. *The control of jitter and wander within the optical transport network (OTN)*. September 2010.
6. Rec. ITU-T G.8265.1/Y.1365.1. *Precision time protocol telecom profile for frequency synchronization*. November 2022.
7. Rec. ITU-T G.8275.1/Y.1369.1. *Precision time protocol telecom profile for time/phase synchronization with full timing support from the network*. February 2022.
8. Rec. ITU-T G.8275.1/Y.1369.2. *Precision time protocol telecom profile for time/phase synchronization with partial timing support from the network*. February 2022.
9. Khmelev K. *Basics of fotonic transport*. Kiev; Tekhnika Publ.; 2008. 680 p. (in Russ.)
10. Kanaev A., Lukichev M., Lukicheva V. The formation methodology for equivalent multi-service node of a technological communication network in a simulation environment that takes into account all the parameters of the quality of service in a steady mode. *T-Comm*. 2019;13(12):13–23. (in Russ.) DOI:10.24411/2072-8735-2018-10328. EDN:GFCKKT
11. Wigley L. An Update on Router Buffering: White Paper. *xrdocs.io*. 2022. URL: https://xrdocs.io/8000/Buffering-WP_March_2022.pdf [Accessed 15 march 2024]
12. Salifov I.I. *Methods of assessing the delay through the optical backbone network with a complex architecture*. Ph.D. Thesis. Ekaterinburg: Rostelecom Publ.; 2012. 253 p. (in Russ.)
13. Huawei. WDM/OTN Network Latency Composition. 2020. URL: <https://forum.huawei.com/enterprise/en/wdm-otn-network-latency-composition/thread/667240035646324736-667213856692383744> [Accessed 19 march 2024]
14. Veisllari R., Bjornstad S., Stol N. Scheduling techniques in an integrated hybrid node with electronic buffers. *Proceedings of the 16th International Conference on Optical Network Design and Modelling, ONDM, 17–20 April 2012, Colchester, UK*. IEEE, 2012. PP. 1–6. DOI:10.1109/ONDM.2012.6210185
15. Veisllari R., Bjornstad S., Hjelme D.R. Experimental demonstration of high throughput, ultra-low delay variation packet/circuit fusion network. *Electronics Letters*. 2013;49(2):141–143. DOI:10.1049/el.2012.4156
16. *Fiber Optic Network Products*. Understanding Network Latency in Ethernet Switches. URL: <https://www.fiberopticshare.com/network-latency-in-ethernet-switches.html#:~:text=Normally%2C%20for%20the%20most%20commonly,from%205%20to%2050%20microseconds> [Accessed 19 march 2024]

Статья поступила в редакцию 24.11.2023; одобрена после рецензирования 02.02.2024; принята к публикации 16.02.2024.

The article was submitted 24.11.2023; approved after reviewing 02.02.2024; accepted for publication 16.02.2024.

Информация об авторах:

КАНАЕВ
Андрей Константинович

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры «Электрическая связь» Петербургского государственного университета путей сообщения Императора Александра I
 <https://orcid.org/0000-0002-1578-2629>

КАЗАКЕВИЧ
Елена Владимировна

кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой «Электрическая связь» Петербургского государственного университета путей сообщения Императора Александра I
 <https://orcid.org/0000-0002-4549-787X>

САХАРОВА
Мария Александровна

кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры «Электрическая связь» Петербургского государственного университета путей сообщения Императора Александра I
 <https://orcid.org/0000-0001-5067-8539>

ПРОШИН
Федор Алексеевич

аспирант кафедры «Электрическая связь» Петербургского государственного университета путей сообщения Императора Александра I
 <https://orcid.org/0009-0009-5513-9302>

Научная статья

УДК 621.396

DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-48-56



Структура телеметрической радиолинии с расширением спектра для низкоорбитального малого космического аппарата

Дмитрий Александрович Караваев ✉, karavaev.da@sut.ru

Евгений Иванович Глушанков, glushankov.ei@sut.ru

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

Аннотация: В работе рассматривается вопрос создания телеметрической радиолинии для малых космических аппаратов, в частности формата CubeSat. Существенным ограничением аппаратов данного формата являются габариты антенных элементов и мощность передающей аппаратуры, что приводит к низкой энергодоступности сигнала на наземном приемном пункте. Предложена структура информационного кадра физического уровня радиолинии, построенного на основе сигнально-кодовой конструкции с прямым расширением спектра, что позволяет добиться усиления сигнала для достижения необходимого уровня помехозащищенности. Реализация усиления подобным образом позволяет осуществлять адаптивное управление пропускной способностью канала в зависимости от изменения отношения сигнал-шум при изменении дальности от аппарата до пункта приема. С учетом предложенной структуры информационного кадра проведен анализ объема получаемой телеметрической информации в течение сеанса связи в зависимости от максимального угла места наблюдения аппарата. Также предложен вариант структуры взаимодействия узлов системы связи на канальном уровне.

Ключевые слова: спутниковая радиолиния, метод расширения спектра прямой последовательностью, низкоорбитальный космический аппарат, адаптивное управление пропускной способностью

Ссылка для цитирования: Караваев Д.А., Глушанков Е.И. Структура телеметрической радиолинии с расширением спектра для низкоорбитального малого космического аппарата // Труды учебных заведений связи. 2024. Т. 10. № 2. С. 48–56. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-48-56. EDN:FAKNHQ

Structure of Spread Spectrum Telemetry Radio Link for LEO Small Satellite

Дmitriy Karavaev ✉, karavaev.da@sut.ru

Evgeny Glushankov, glushankov.ei@sut.ru

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

Abstract: The paper considers the design of telemetry radio link for low Earth orbit (LEO) satellites, particularly based on CubeSat format. A significant limitation of such spacecrafts are the available dimensions for antennas and the transmitting power, which leads to low energy level at the ground receiving point of transmitted signal. The article presents the physical level structure for data frame based on direct sequence spread spectrum technique, which allows for additional signal gain to achieve the required level of link performance. Using such principle also make possible to implement adaptive data rate control depending on dynamics in signal-to-noise ratio when the distance from the satellite to the ground point changes. For proposed data frame structure, an analysis of received information size during a communication session was carried out, which is parameterized on the maximum observable elevation angle of the satellite. The issue of datalink layer interaction between devices is also considered.

Keywords: satellite radio link, direct sequence spread spectrum, low Earth orbit satellite, adaptive data rate

For citation: Karavaev D., Glushankov E. Structure of Spread Spectrum Telemetry Radio Link for LEO Small Satellite. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2024;10(2):48–56. (In Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-48-56. EDN:FAKNHQ

Введение

В настоящее время для проведения исследовательских и коммерческих космических миссий широкое применение получили малые космические аппараты (КА) формата CubeSat. Основная причина данного явления состоит в относительно низких требованиях к финансированию, что, в свою очередь, обеспечивает [1]:

1) возможность массового выведения на орбиту КА в качестве попутной нагрузки ракетой-носителем по причине сверхмалых стандартизированных габаритов;

2) развертывание аппаратов преимущественно на орбитах с низкими высотами (от 200 до 1000 км), что позволяет использовать для организации радиолиний неспециализированные радиоэлектронные компоненты.

Отмеченная стандартизация КА формата CubeSat выражается в применении базового массогабаритного блока – одного юнита (1U), который представляет из себя куб с гранью 10 см и массой не более 1,3 кг. Возможными конфигурациями КА формата CubeSat являются: 1U, 3U, 6U и 12U.

Немаловажным следствием малых габаритов КА является ограниченная площадь солнечных панелей, обеспечивающих приток электроэнергии, из чего вытекают значительные ограничения на энергопотребление бортовых систем.

Одной из основных бортовых систем является телеметрическая радиолиния (ТРЛ), предназначенная для передачи на наземный приемный пункт (НПП) целевой информации, агрегированной с аппаратуры КА.

Цель настоящей работы состоит в проектировании физического уровня цифровой ТРЛ, обладающей следующими особенностями: низкими требованиями к энергопотреблению, малыми габаритами приемопередающих устройств и высоким показателем помехоустойчивости относительно искажающих эффектов, возникающих в трассе распространения радиосигнала. При этом для контроля целостности принимаемой информации от КА разрабатываемая линия должна обеспечивать работу в дуплексном режиме, что позволит реализовать механизм квитирования информационных пакетов в реальном времени.

Процесс разработки физического уровня ТРЛ состоял из нескольких этапов.

Этап 1. Выбор частотного диапазона для оперирования с учетом эффектов, возникающих в трассе распространения радиосигнала.

Этап 2. Расчет бюджета радиоканала и выбор сигнально-кодовой конструкции (СКК), позволяющей достичь необходимого уровня помехозащищенности.

Этап 3. Формирование представления информационного кадра на физическом уровне.

Этап 4. Описание возможного взаимодействия устройств на канальном уровне обмена информацией.

В спутниковых радиолиниях, помимо бортовой части, определяющее значение имеет наземный сегмент. Предполагается, что на НПП имеется информация о баллистических параметрах движения КА в объеме, достаточном для наведения антенны с относительно узкой диаграммой направленности. Степень узости основного луча антенны ограничивается максимальным доступным диаметром, равным 0,5 м, что существенно снижает требование к точности наведения и сложности поворотного устройства, дополнительно обеспечивая возможность развертывания НПП в мобильных условиях.

Анализ радиочастотных диапазонов

Юридическим требованием к разрабатываемой ТРЛ является функционирование последней в нелицензированном диапазоне частот. Перечень доступных диапазонов для организации систем любительской спутниковой радиосвязи определен решением государственной комиссии по радиочастотам (ГРКЧ) № 10-07-01 от 15 июля 2010 г.

Для рассматриваемой задачи из данного перечня были выбраны два диапазона с максимальными по ширине полосами передачи, что потенциально обеспечит максимальную пропускную способность разрабатываемой ТРЛ: 5,65–5,67 ГГц для линии вверх совместно с 5,83–5,85 ГГц для линии вниз (C-диапазон) и для двунаправленной линии 10,45–10,5 ГГц (X-диапазон). Более высокие диапазоны частот, обладающие более широкими полосами передачи, были исключены из рассмотрения в силу необходимости использования специализированной элементной базы.

Доступный диапазон 2,4–2,45 ГГц также не рассматривается в силу своей загруженности [2] наружными средствами связи (Wi-Fi, Bluetooth и т. д.) и содейству с рабочим диапазоном базовых станций стандарта LTE. Это может приводить к потере чувствительности приемного тракта в случае попадания данных относительно мощных источников радиоизлучения в основной луч антенны НПП в процессе ее слежения за КА на низких углах места.

В свою очередь, выбор частотного диапазона оказывает значительное влияние на количественные характеристики эффектов распространения в трассе Земля–космос.

Стоит отметить, что частоты 5,83–5,85 ГГц для линии вниз (С-диапазон) пересекаются с частотными каналами 165 и 167 Wi-Fi, доступными на территории Российской Федерации. Однако, согласно приложению к решению ГРКЧ № 21-58-05 от 16 июня 2021 г., использование данного подмножества частот для персональных средств передачи данных доступно только внутри помещений, что существенно снижает возможность помехового воздействия.

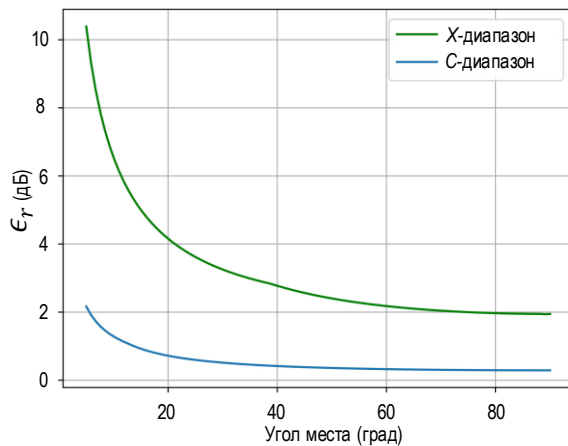


Рис. 1. Затухание сигнала в следствии атмосферных осадков в зависимости от угла места наблюдения КА

Fig. 1. Rain Attenuation Relative to Elevation Angle of Satellite Observation

Источником существенного дополнительного затухания сигнала в рассматриваемых диапазонах могут выступать атмосферные осадки, в особенности для частот передачи выше 10 ГГц [3]. Количественную оценку для статистически худшего случая таких затуханий можно произвести на основе методики Международного союза электросвязи Р. 618-13 [4].

На рисунке 1 отображены полученные зависимости аттенюации ϵ_r сигнала для рассматриваемых диапазонов частот в зависимости от угла места наблюдения КА наземным пунктом для случаев, укладывающихся в 95 % перцентиль интенсивности дождя для города Санкт-Петербурга [4]. Из представленных данных можно сделать вывод о существенном преимуществе линии С-диапазона при эксплуатации ТРЛ в сложных метеоусловиях.

В рассматриваемом случае низкоорбитального КА возникает существенное по величине доплеровское смещение частоты, вызванное высокой скоростью движения последнего относительно земной поверхности по орбите, которую с учетом вращения Земли можно приблизительно определить по формуле:

$$v_o \approx \sqrt{\frac{GM}{r_h}} - r_h \omega_E \cos i,$$

где $r_h = r_E + h_o$; i – наклонение орбиты; G – универсальная гравитационная постоянная; r_E , M и ω_E – радиус, масса и угловая скорость вращения Земли, соответственно. В данном случае предполагается, что КА находится на орбите высотой $h_o = 500$ км и наклонением $i = 60^\circ$.

Для сеанса наблюдения КА длительности T радиальную компоненту скорости $v_r(t)$ относительно НПП можно с высокой точностью аппроксимировать функцией, зависящей от высоты орбиты h_o и максимального наблюдаемого угла места θ_m следующим образом [5]:

$$v_r(t) = - \frac{\alpha(\theta_m) r_E \sin(\psi(t) - \psi(t_m)) v_o}{\sqrt{r_E^2 + r_h^2 - 2\alpha r_E r_h \cos(\psi(t) - \psi(t_m))}},$$

где $\psi(t)$ – угловое положение КА по орбите; t_m – момент времени наблюдения КА с θ_m и

$$\alpha(\theta_m) = \cos\left(\cos^{-1}\left(\frac{r_E}{r_h} \cos \theta_m\right) - \theta_m\right).$$

Таким образом, доплеровское смещение частоты можно задать в виде:

$$F_d(t) = F_c \frac{v_r(t)}{c},$$

где F_c – несущая частота (Гц); c – скорость света (м/с).

Важно отметить, что T можно аналогично определить относительно θ_m с помощью выражения [5]:

$$T(\theta_m) = 2T_2(\theta_m) \approx \frac{2r_h}{v_o} \cos^{-1}\left(\frac{1}{\alpha(\theta_m)} \frac{r_E}{r_h}\right).$$

Для удобства сопоставления сеансов разной длительности положим $t_m = 0$ (момент зенита), тогда интервал наблюдения:

$$t \in I(\theta_m) = [-T_2(\theta_m), T_2(\theta_m)].$$

Примеры рассчитанной динамики доплеровского смещения для экстремальных случаев, достигаемых при $\theta_m = 90$ и $\theta_m = 5^\circ$, в интересующих диапазонах частот изображены на рисунке 2. Доплеровское смещение напрямую не влияет на энергетическую доступность радиолинии при его должной компенсации на этапах первичной обработки сигналов. При наблюдении КА на низких углах места в условиях с множественными отражающими объектами вокруг НПП возникает эффект многолучевого распространения, что приводит к замираниям в принимаемом сигнале. Как показывают экспериментальные данные для рассматриваемых частотных диапазонов, выбранные полосы обладают достаточной шириной, чтобы замирания в городской среде носили частотно-селективный (широкополосный) характер [6, 7].

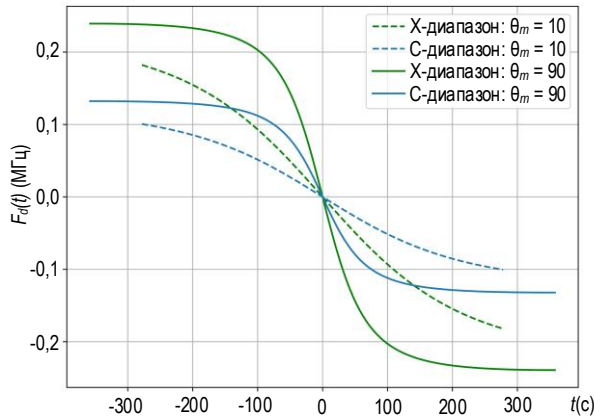


Рис. 2. Динамика доплеровского смещения в зависимости от максимального места в течении сеанса наблюдения КА для интересующих диапазонов частот

Fig. 2. Doppler Shift Dynamics Depending on Maximum Elevation Angle during Satellite Observation Period for Target Carrier Frequencies

Из-за относительно малых габаритов приемная антенна НПП не будет обладать достаточно узким лучом, позволяющим произвести пространственную селекцию отраженных копий сигнала. Таким образом, приемное устройство на НПП при эксплуатации в подобных условиях должно будет производить процедуру оценки и компенсации данных искажений.

В итоге, в качестве частотного диапазона оперирования ТРЛ обоснован выбрать С-диапазон в силу большей резистентности к метеоусловиям и количественно менее выраженному эффекту доплеровского смещения.

Бюджет радиолинии

Основной характеристикой, определяющей доступную скорость передачи при заданном уровне помехозащищенности, является отношения сигнал-шум (ОСШ), которое в логарифмической форме определяется как:

$$\gamma = P_r - N_o,$$

где P_r – мощность, поступающая на вход приемного устройства; N_o – уровень шума в нем, который рассчитывается по выражению:

$$N_o = N_f + 10 \log_{10}(kT^\circ W),$$

где N_f – коэффициент шума тракта (дБ); k – постоянная Больцмана (Дж/Кл); W – полоса передачи (Гц), которая в данном случае составляет 20 (МГц); T° – температура устройства (Кл). Далее будем полагать $N_f = 5$ (дБ) для приемных трактов на КА и НПП.

Расчет P_r будем осуществлять на основе уравнения Фрииса, которое в логарифмической форме имеет вид:

$$P_r = G_r + G_t + P_t + 20 \log_{10} \left(\frac{c}{4\pi F_c D} \right) - \epsilon_a,$$

где G_r – коэффициент усиления приемной антенны (дБ); G_t – коэффициент усиления передающей антенны (дБ); P_t – мощность передатчика (дБВт); D – расстояние между передающим и приемным устройством (м); $\epsilon_a = 3$ (дБ) – атмосферные потери для С-диапазона в худшем случае (рисунок 1) [3].

В качестве антенны-прототипа для КА была выбрана патч-антенна [8], которая оптимально удовлетворяет габаритным требованиям формата CubeSat и обеспечивает коэффициенты усиления G_r и G_t , равными 9,4 дБ. Типовым решением для НПП является параболическая антенна, значения G_r и G_t , для которой можно получить, согласно известной формуле:

$$G_r = G_t = 20 \log_{10} \left(\frac{\pi d F_c}{c} \right) + 10 \log_{10} e_A,$$

где $e_A = 0,7$ – коэффициент эффективности апертуры; $d = 0,5$ м – диаметр зеркала.

На КА и НПП предполагается использовать усилители мощности номиналом $P_t = 0$ дБВт, что будет создавать умеренную нагрузку на бортовую систему электропитания.

Производя расчет согласно указанным формулам и представленным характеристикам для максимального значения дальности при КА, находящемся на горизонте:

$$D_H = r_h \sin \left(\cos^{-1} \left(\frac{r_E}{r_h} \right) \right),$$

получим значения ОСШ $\gamma(D_H) = -17,3$, что указывает на необходимость дополнительного усиления сигнала.

При этом для высоких значений максимального угла наблюдения θ_m наклонная дальность $D(t)$, выражаемая как:

$$D(t) = D_H + \int_{-T_2}^t v_r(\tau) d\tau,$$

существенно изменяется в течение сеанса, что приводит к соответствующим изменениям в ОСШ:

$$\gamma(t) = \gamma(D_H) + G_D(t),$$

$$G_D(t) = -20 \log_{10} \left(\frac{D(t)}{D_H} \right),$$

где величина $G_D(t)$ имеет смысл усиления сигнала вследствие изменения $D(t)$ относительно ее максимума на горизонте. График $G_D(t)$ при различных θ_m представлен на рисунке 3, изображенный на интервале $[-T_2(\theta_m), 0]$ в силу симметричности $D(t)$ относительно зенита. Интенсивностью цвета отмечены интервалы I_k с изменением уровня на 3 дБ.

Таким образом, выбираемый механизм усиления сигнала должен обеспечивать возможность реализации адаптивного регулирования усиления в зависимости от наклонной дальности.

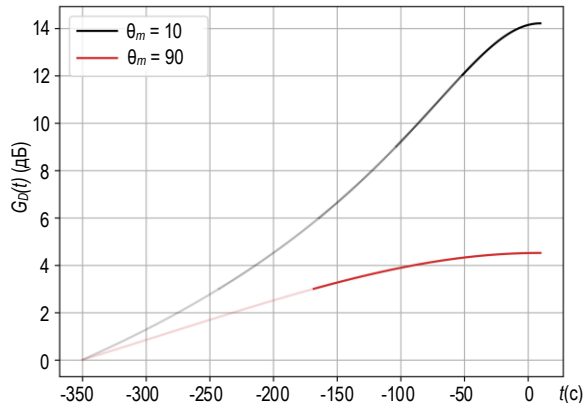


Рис. 3. График усиления сигнала относительно изменения наклонной дальности при $\theta_m = 10^\circ$ и 90°

Fig. 3. Signal Gain Plot According to Change in Slant Range for $\theta_m = 10^\circ$ and 90°

Сигнально-кодовая конструкция

Требуемое усиление можно обеспечить за счет использования метода расширения спектра прямой последовательностью (DSSS, аббр. от англ. Direct Sequence Spread Spectrum), в основе которого лежит модулирование информационных символов псевдослучайной последовательностью (ПСП), обладающей хорошими корреляционными свойствами.

В таком случае в качестве метода модуляции цифровых данных выберем четырехпозиционную фазовую манипуляцию (ФМ-4), что обеспечивает простоту процедуры демодуляции, которая сводится к согласованной фильтрации входного потока отсчетов с сигнала с расширенным спектром и ПСП, использованной при расширении [9].

При этом именно за счет процедуры согласованной фильтрации удастся достичь усиления в ОСШ информационного символа, равного:

$$G_c = 10 \log_{10}(WT_s), \quad (1)$$

где T_s – длительность ПСП (символа).

Следовательно, варьируя $T_s(t)$ в течение сеанса, можно реализовать необходимый механизм адаптивного регулирования усиления:

$$\gamma_s(t) = \gamma(D_H) + G_D(t) + G_c(t),$$

что при поддержании необходимого уровня ОСШ в потоке символов позволит изменять пропускную способность канала.

Изменения T_s удобно производить с шагом в 2 раза в силу форм дискретных длительностей M_s большинства семейств ПСП:

$$T_s = \frac{M_s}{W}, M_s = 2^b - 1. \quad (2)$$

Таким образом, сеанс связи разделим на временные интервалы $I_k = [t_k, t_{k+1}]$ (см. рисунок 3), каждый из которых относительно соседних имеет

$G_D(t)$ отличное на 3 дБ (в 2 раза), что можно сбалансировать изменениями M_s , соответственно увеличивая или уменьшая скорость передачи данных.

Максимальное значение $M_s = 255$ определяется при дальности D_H с учетом $\gamma_s(t) = 6$ дБ. Данное значение ОСШ было выбрано, исходя из того факта, что большинство современных методов помехоустойчивого кодирования позволяет при таком значении обеспечить крайне низкую вероятность битовой ошибки (BER, аббр. от англ. Bit Error Rate). В данной работе минимально допустимое значение $BER = 10^{-7}$, что соответствует квазибезошибочному приему [10].

В качестве конкретного типа кода предлагается использовать блочный код с малой плотностью проверки на четность (LDPC, аббр. от англ. Low-Density Parity Check) с размером блока $B = 1944$ и скоростью кодирования $1/2$, применяемый в стандарте связи IEEE 802.11n/ac [11]. Узнанный код позволяет достичь требуемой BER с запасом 2 дБ относительно $\gamma_s(t) = 6$ дБ, что можно увидеть на рисунке 4.

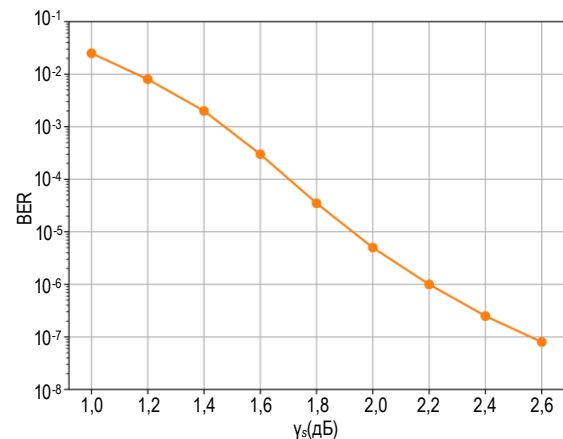


Рис. 4. Вероятность битовой ошибки для LDPC-кода (1944, 972), согласно [11]

Fig. 4. Bit Error Rate for LDPC (1944, 972) according to [11]

В итоге для выбранной СКК физическая длительность блока T_B составит:

$$T_B = \frac{B}{2} T_s.$$

Обнаружение и синхронизация

С целью установления факта присутствия информационного пакета (кадра) в канале введем синхронизирующую последовательность (преамбулу), передаваемую до блока информационных символов. В качестве такой последовательности будем использовать ПСП, так как благодаря ее корреляционным свойствам можно произвести оценку частотно-временного рассогласования и параметров широкополосных замираний.

Длительность преамбулы T_p определим, исходя из требования к вероятности обнаружения кадра

$P_D \approx 1$ при фиксированной вероятности ложной тревоги P_{fa} . Согласно [12], P_D для порогового обнаружения по уровню выхода согласованного фильтра (СФ) определяется как:

$$P_D = Q\left(\sqrt{2 * 10^{\gamma_p/10}}, \sqrt{-2 \ln P_{fa}}\right),$$

$$\gamma_p = \gamma + 10 \log_{10}(WT_p),$$

где $Q(x, y)$ – Q -функция Маркума; γ_p – ОСШ с учетом корреляционной обработки (1); выражение для γ_p удобно переписать относительно γ_s :

$$\gamma_p = \gamma_s + 10 \log_{10}(C_p),$$

таким образом определяя $T_p = C_p T_s$.

Так как длительности ПСП имеют вид (2), то с учетом незначительности получаемой погрешности, можно считать, что $C_p = 2^{q_p}$ для целого числа q_p .

Задаваясь порогом $P_{fa} = 10^{-6}$, можно положить $C_p = 32$ (следует из графика P_D , рисунок 5), так как при таком значении $\gamma_p \approx 21$ дБ с учетом $\gamma_s = 6$ дБ.

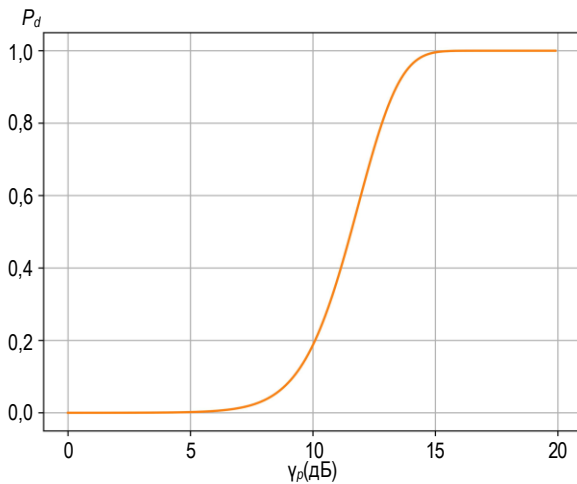


Рис. 5. Вероятность обнаружения преамбулы при вероятности ложной тревоги $P_{fa} = 10^{-6}$

Fig. 5. Probability of Preamble Detection with False Alarm Probability $P_{fa} = 10^{-6}$

Помимо вероятности обнаружения кадра, длина преамбулы T_p оказывает влияние на точность оценки частотного рассогласования. В силу большого значения ОСШ на выходе СФ для оценки получаемой точности синхронизации воспользуемся границей Крамера – Рао среднеквадратического отклонения соответствующей величины [13]:

$$\sigma_F \approx \frac{1}{1,8 \times T_p \sqrt{10^{\gamma_p/10}}} = \frac{1}{T_p} \zeta(\gamma_p).$$

Ошибка в частотной синхронизации приводит к набегу фазы ϕ_e в течение длительности блока, выразить значение которой (в среднеквадратическом смысле) к концу блока можно как:

$$\Delta\phi_e = 2\pi\sigma_F T_B = \zeta(\gamma_p) \frac{\pi B}{C_p},$$

которая для определенных выше значений составит $\Delta\phi_e \approx 9,24\pi$, что существенно больше фазового расстояния между символами созвездия ФМ-4: $\Delta\phi_s = \pi/2$. Таким образом, возникает необходимость в дополнительной оценке и компенсации набега фазы в масштабе времени меньшем T_B , что можно реализовать путем включения пилотных последовательностей в структуру кадра. Альтернативный подход, основанный на методе фазовой автоподстройки частоты, в рассматриваемом случае не приведет к удовлетворительному результату в силу относительно низкого ОСШ для символа γ_s [14].

Шаг расположения пилотных последовательностей L получим, исходя из следующего выражения:

$$\Delta\phi_e = 2\pi\sigma_F L T_s = 2\pi\zeta(\gamma_p) \frac{L}{C_p} < \frac{\Delta\phi_s}{2} = \frac{\pi}{4}, \quad (3)$$

которое геометрически интерпретируется, как недопущение набега фазы за время $L T_s$ большего, чем граница строгого решения для ФМ-4 (рисунок 6). Максимальное значение L , удовлетворяющее (3), составляет $L = 25$.

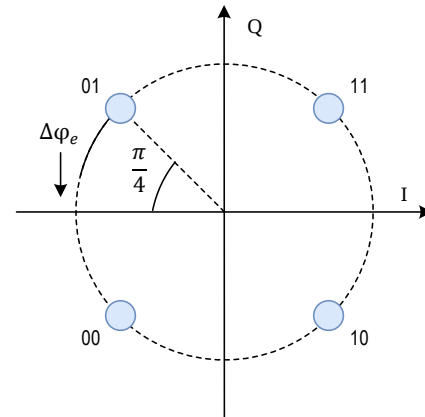


Рис. 6. Диаграмма созвездия ФМ-4 с иллюстрацией условия на дальность расположения пилотных последовательностей

Fig. 6. QPSK Constellation with Illustration of Condition for Placement of Pilot Symbols

Длительность пилотной последовательности аналогично длительности преамбулы T_p удобно определить относительно T_s как $T_l = C_l T_s$, $C_l = 2^{q_l}$. Значение $C_l = 8$, так как ОСШ на выходе СФ для пилотной последовательности $\gamma_l = 15$ дБ, что обеспечит необходимую точность оценки скорости набега фазы за интервал $L T_s$ [15].

Полученная в результате данного исследования структура кадра на физическом уровне представлена на рисунке 7. Общая длительность кадра таким образом составляет:

$$T_f = \left(C_p + C_l \left\lfloor \frac{B}{2L} \right\rfloor + \frac{B}{2}\right) T_s = 1308 \times T_s. \quad (4)$$

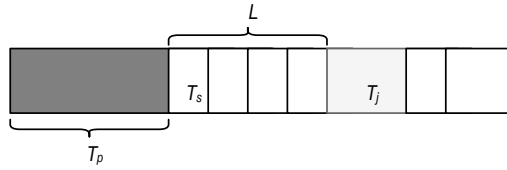


Рис. 7. Структура информационного кадра на физическом уровне

Fig. 6. Suggested Data Frame Structure at Physical Level

В целях оценки вероятности ошибочного приема кадра (FER, аббр. от англ. Frame Error Rate) было произведено статистическое моделирование процедуры декодирования кадров, подверженных аддитивному белому гауссовскому шуму и неточности при определении частотного рассогласования. Численная оценка FER представлена на рисунке 8.

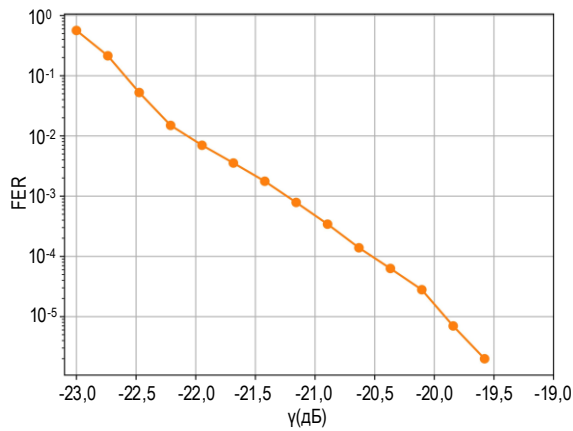


Рис. 8. Вероятность ошибочного приема кадра относительно ОСШ на входе приемного устройства

Fig. 8. Frame Error Rate Relative to SNR on Receiver's Input

Пропускная способность

Для представленной структуры кадра возможно оценить пропускную способность канала и суммарный объем передаваемой информации для различных типов сеансов связи. С учетом (4) пропускная способность $S(t)$ выражается как:

$$S(t) = \frac{B}{2} \times \frac{1}{T_f(t)} \approx \frac{0,74}{T_s(t)}.$$

Следовательно, суммарный объем передаваемой информации за сеанс $V(\theta_m)$ можно вычислить следующим образом:

$$V(\theta_m) = 2 \times \sum_{k=1}^{K(\theta_m)} S(t_k)(t_{k+1} - t_k) \approx 1,48 \times \sum_{k=1}^{K(\theta_m)} \frac{(t_{k+1} - t_k)}{T_s(t_k)},$$

где $K(\theta_m)$ – число интервалов I_k на длительности $T_2(\theta_m)$ (рисунок 3), для которого справедливо выражение:

$$K(\theta_m) = \left\lceil \frac{G_D(\theta_m)}{10 \log_{10} 2} \right\rceil = \lceil 0,3 G_D(\theta_m) \rceil,$$

где $G_D(\theta_m)$ – достигаемое усиление относительно минимальной наклонной дальности в течение сеанса $D(\theta_m)$:

$$G_D(\theta_m) = -20 \log_{10} \left(\frac{D(\theta_m)}{D_H} \right),$$

$$D(\theta_m) = \sqrt{(r_E \sin \theta_m)^2 + r_h^2 - r_E^2} - r_E \sin \theta_m.$$

Дискретные значения, принимаемые $K(\theta_m)$ для различных величин θ_m , представлены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Значения числа интервалов перестройки пропускной способности $K(\theta_m)$ с точностью до 1 град

TABLE 1. Data Rate Change Intervals $K(\theta_m)$ with 1 Degree Precision

Интервал θ_m (град)	$K(\theta_m)$
[0, 7]	1
[8, 16]	2
[17, 28]	3
[29, 48]	4
[49, 90]	5

На рисунке 9 представлены зависимости $V(\theta_m)$ для случаев перестраиваемой и постоянной пропускной способности, сопоставляя которые, можно сделать вывод о существенном выигрыше при применении первого подхода. Точками обозначены моменты увеличения $K(\theta_m)$. Наглядно видны участки изменения порядка интересующей величины в моменты увеличения $K(\theta_m)$. Для значений $\theta_m = 1$ и $\theta_m = 90$ соответствующие $V(\theta_m)$ составят 1,5 и 26,6 Мбайт.

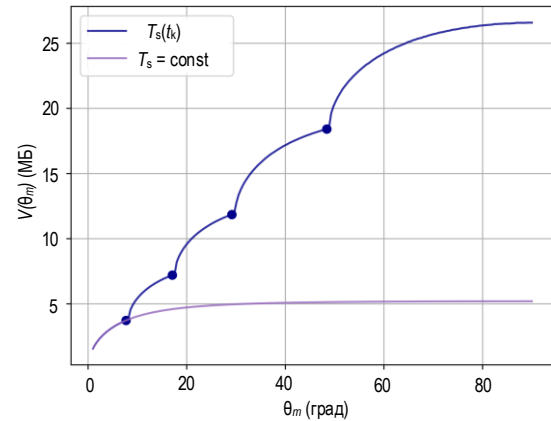


Рис. 9. Зависимость объема передаваемых данных в мегабайтах относительно θ_m для перестраиваемой и постоянно пропускной способности

Fig. 9. Dependency of Transmitted Data Size Relative to θ_m for Adaptive and Constant Data Rate

Канальный уровень

С учетом полученной структуры кадра на физическом уровне определим несколько задач для канального уровня: обеспечение доступа к ресурсу радиоканала и управление скоростью передачи с учетом энергетической доступности. При этом де-

тальная разработка протоколов управления доступом и реконфигурации канала выходит за рамки настоящей работы.

В первом случае, так как характер информационного взаимодействия на пользовательском уровне предполагает возможность первичного запроса данных и квитирования в процессе передачи со стороны НПП, то предлагается организовать доступ к каналу согласно принципу временного разделения. Дополнительно с точки зрения габаритных ограничений это позволит использовать одну антенну, путем поочередной коммутации приемного и передающего трактов в соответствующие моменты времени.

Стоит отметить, что значительно большую часть временного ресурса следует выделить для передачи бортового модема, так как квитирующие сообщения будут обладать существенно меньшим объемом, чем целевые данные.

Механизм переключения скоростей передачи возможно реализовать по запросу с модема НПП, так как данное устройство обладает полнотой информации об энергодоступности линии вниз. Подобный запрос на канальном уровне инкапсулируется в отправляемое квитирующее сообщение.

Заключение

Итогом работы является описание предложенного физического уровня телеметрической радиолинии, обеспечивающей необходимый уровень помехозащищенности и предполагающей механизм адаптивного регулирования пропускной способности в зависимости от изменений в наклонной дальности между КА и НПП.

Список источников

1. Cappelletti C., Battistini S., Malphrus B.K. CubeSat Handbook: From Mission Design to Operations. Elsevier, 2021. 469 p.
2. Sagari S., Baysting S., Saha D., Seskar I., Trappe W., Raychaudhuri D. Coordinated dynamic spectrum management of LTE-U and Wi-Fi networks // Proceedings of the International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN, Stockholm, Sweden, 29 September 2015). IEEE, 2015. PP. 209–220. DOI:10.1109/DySPAN.2015.7343904
3. Maral G., Bousquet M., Sun Z. Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technology. Wiley, 2020. 800 p.
4. Рекомендация МСЭ-R P.618-13 (12/2017) Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования, необходимые для проектирования систем связи Земля-космос.
5. Ali I., Al-Dhahir N., Hershey J.E. Doppler characterization for LEO satellites // IEEE Transactions on Communications. 1998. Vol. 46. Iss. 3. PP. 309–313. DOI:10.1109/26.662636
6. Blümm C., Heller C., Fourestie B., Weigel R. Air-to-ground channel characterization for OFDM communication in C-Band // Proceedings of the 7th International Conference on Signal Processing and Communication Systems, ICSPCS, Carrara, Australia, 16–18 December 2013). IEEE, 2013. PP. 1–8. DOI:10.1109/ICSPCS.2013.6723935
7. Cid E.L., Sanchez M.G., Alejos A.V. Wideband Analysis of the Satellite Communication Channel at Ku- and X-Bands // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2016. Vol. 65. Iss. 4. PP. 2787–2790. DOI:10.1109/TVT.2015.2425037
8. Triple Feed Patch antenna // Maarten Baert's website. 2019. URL: <https://www.maartenbaert.be/quadcopters/antennas/triple-feed-patch-antenna> (дата обращения 20.01.2024)
9. Torrieri D. Principles of Spread-Spectrum Communication Systems. Cham: Springer, 2018. 727 p. DOI:10.1007/978-3-319-70569-9
10. ГОСТ Р 55947–2014. Телевидение вещательное цифровое. Приемники для эфирного цифрового телевизионного вещания DVB-T2. Основные параметры. Технические требования. Методы измерений и испытаний. М.: Стандартинформ, 2014. 27 с.
11. Tsatsaragkos I., Paliouras V. A Reconfigurable LDPC Decoder Optimized for 802.11n/ac Applications // IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems. 2018. Vol. 26. Iss. 1. PP. 182–195. DOI:10.1109/TVLSI.2017.2752086

12. Richards M.A. *Fundamentals of Radar Signal Processing*. McGraw-Hill, 2005. 513 p.
13. Stein S. Algorithms for ambiguity function processing // *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. 1981. Vol. 29. Iss. 3. PP. 588–599. DOI:10.1109/TASSP.1981.1163621
14. Hamkins J., Marvin K.S. *Autonomous Software-Defined Radio Receivers for Deep Space Applications*. Wiley, 2006. 464 p.
15. Noels N., Steendam H., Moeneclaey M., Bruneel H. Carrier phase and frequency estimation for pilot-symbol assisted transmission: bounds and algorithms // *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2005. Vol. 53. Iss. 12. PP. 4578–4587. DOI:10.1109/TSP.2005.859318

References

1. Cappelletti C., Battistini S., Malphrus B.K. *CubeSat Handbook: From Mission Design to Operations*. Elsevier; 2021. 469 p.
2. Sagari S., Baysting S., Saha D., Seskar I., Trappe W., Raychaudhuri D. Coordinated dynamic spectrum management of LTE-U and Wi-Fi networks. *Proceedings of the International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks, DySPAN, 29 September 2015, Stockholm, Sweden*. IEEE; 2015. p.209–220. DOI:10.1109/DySPAN.2015.7343904
3. Maral G., Bousquet M., Sun Z. *Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technology*. Wiley; 2020. 800 p.
4. Rec. ITU-R P.618-13 *Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunication systems*. December 2017.
5. Ali I., Al-Dhahir N., Hershey J.E. Doppler characterization for LEO satellites. *IEEE Transactions on Communications*. 1998;46(3):309–313. DOI:10.1109/26.662636
6. Blümm C., Heller C., Fourestie B., Weigel R. Air-to-ground channel characterization for OFDM communication in C-Band. *Proceedings of the 7th International Conference on Signal Processing and Communication Systems, ICSPCS, 16–18 December 2013, Carrara, Australia*. IEEE; 2013. p.1–8. DOI:10.1109/ICSPCS.2013.6723935
7. Cid E.L., Sanchez M.G., Alejos A.V. Wideband Analysis of the Satellite Communication Channel at Ku- and X-Bands. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2016;65(4):2787–2790. DOI:10.1109/TVT.2015.2425037
8. Maarten Baert's website. Triple Feed Patch antenna. 2019. URL: <https://www.maartenbaert.be/quadcopters/antennas/triple-feed-patch-antenna> [Accessed 20.01.2024]
9. Torrieri D. *Principles of Spread-Spectrum Communication Systems*. Cham: Springer; 2018. 727 p. DOI:10.1007/978-3-319-70569-9
10. GOST P 55947–2014. *Digital Video Broadcasting. The receivers for terrestrial digital TV broadcasting DVB-T2. The basic parameters. Technical requirements. Measuring and test methods*. Moscow: Standardinform Publ.; 2014. 27 p.
11. Tsatsaragkos I., Paliouras V. A Reconfigurable LDPC Decoder Optimized for 802.11n/ac Applications. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*. 2018;26(1):182–195. DOI:10.1109/TVLSI.2017.2752086
12. Richards M.A. *Fundamentals of Radar Signal Processing*. McGraw-Hill; 2005. 513 p.
13. Stein S. Algorithms for ambiguity function processing. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. 1981;29(3):588–599. DOI:10.1109/TASSP.1981.1163621
14. Hamkins J., Marvin K.S. *Autonomous Software-Defined Radio Receivers for Deep Space Applications*. Wiley; 2006. 464 p.
15. Noels N., Steendam H., Moeneclaey M., Bruneel H. Carrier phase and frequency estimation for pilot-symbol assisted transmission: bounds and algorithms. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2005;53(12):4578–4587. DOI:10.1109/TSP.2005.859318

Статья поступила в редакцию 30.01.2024; одобрена после рецензирования 14.02.2024; принята к публикации 11.03.2024.

The article was submitted 30.01.2024; approved after reviewing 14.02.2024; accepted for publication 11.03.2024.

Информация об авторах:

КАРАВАЕВ
Дмитрий Александрович

инженер кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
 <https://orcid.org/0009-0007-2818-6491>

ГЛУШАНКОВ
Евгений Иванович

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

Научная статья

УДК 53.082.54

DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-57-66



Исследование интермодуляционных составляющих сигналов лазерных виброметров для безошибочного определения параметров колебаний

Елена Валентиновна Кравец¹✉, kravec.ev@sut.ru

Елена Георгиевна Семенова², kaf_o7@voenmeh.ru

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

²Балтийский государственный технический университет «ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова, Санкт-Петербург, 190005, Российская Федерация

Аннотация: В данной статье приводятся результаты теоретического исследования сигналов лазерных виброметров при нахождении поверхности исследуемого объекта в плоскости, ортогональной распространению лазерного луча. В статье показано, что лазерный виброметр, построенный по схеме Майкельсона, может давать ошибочные результаты при вычислении амплитуды колебаний. Причина возникновения ошибки заключается в фазовом сдвиге между интерферирующими лучами, влияющем на результат определения абсолютной величины смещения поверхности. В статье проведено теоретическое спектральное исследование выходных сигналов различных схем интерферометров. Для виброметра на основе интерферометра Майкельсона предложен алгоритм определения частоты и амплитуды колебаний объекта по оциллограмме интерференционного сигнала для случая, когда амплитуда колебаний значительно превышает длину волны лазера. Показано, что в данном случае результат измерения не зависит от величины рассогласования фаз плеч интерферометра. Проанализирован выходной сигнал гетеродинной схемы интерферометра, при этом независимость спектральных компонент от фаз оптических лучей позволяет избежать ошибок при вычислении амплитуды колебаний. Предложена схема интерферометра Майкельсона с частотным смещением оптического луча, осуществляемого за счет введения в схему оптического модулятора, работающего в режиме дифракции Брэгга.

Ключевые слова: интерферометр, лазерная виброметрия, интерферометр Майкельсона

Ссылка для цитирования: Кравец Е.В., Семенова Е.Г. Исследование интермодуляционных составляющих сигналов лазерных виброметров для безошибочного определения параметров колебаний // Труды учебных заведений связи. 2024. Т. 10. № 2. С. 57–66. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-57-66. EDN:YHIRMC

A Research of Intermodulation Components in Laser Vibrometers for Precise Measurement of Oscillations

Elena Kravets¹✉, kravec.ev@sut.ru

Elena Semenova², kaf_o7@voenmeh.ru

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

²Baltic State Technical University «Voenmeh» named after D.F. Ustinov, St. Petersburg, 190005, Russian Federation

Abstract: This paper presents the results of theoretical research of signals of laser vibrometers, with the surface of the object of interest orthogonal to the direction of the beam. The article shows that the Michelson interferometer based vibrometer may yield erroneous results when measuring the amplitude of oscillations. The errors arise due to the phase shift between the interfering beams, which affects the measurement of the absolute value of surface shift. The article presents theoretical analysis of the spectra of the output signals of interferometers of various designs. For the Michelson interferometer based vibrometer, the algorithm for the measurement of frequencies and amplitudes by reading the oscillograms of interference signals suggests that the amplitude be much larger than the laser's wavelength. It is proved that in this case the result does not depend on the mismatch in phases between the beamsplitter and each mirror. The output signal of the heterodyne interferometer has been analyzed. The property of spectral components of being independent of the beams' phases helps eliminate errors when calculating the amplitude. A special design of the Michelson interferometer is proposed, where the beam's frequency is shifted by using the optical modulator that operates in the Bragg diffraction mode.

Keywords: laser-interferometric measurement systems, mechanical oscillations, Michelson interferometer

For citation: Kravets E., Semenova E. A Research of Intermodulation Components in Laser Vibrometers for Precise Measurement of Oscillations. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2024;10(2):57–66. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-57-66. EDN:YHIRMC

Введение

Существует две группы методов измерения амплитуды и частоты перемещения (колебаний) исследуемой поверхности объекта: контактные, подразумевающие механическую связь датчика с исследуемым объектом, и бесконтактные.

Наиболее распространенными являются контактные методы, основанные на использовании пьезоэлектрических датчиков. Однако механическая связь датчика с исследуемым объектом не всегда допустима. Если масса исследуемого объекта, а, следовательно, и его инерционность не велика, то пьезоэлектрический датчик может существенно влиять на характер колебания, что вносит дополнительную ошибку в измерения [1–6].

Поэтому последние годы основное внимание уделяется разработке бесконтактных методов измерения параметров колебаний. Их общим достоинством является отсутствие воздействия на исследуемый объект и пренебрежительно малая инерционность.

В настоящее время в связи с развитием полупроводниковой лазерной техники и оптических методов когерентной обработки сигналов большое распространение получили методы, основанные на зондировании объекта оптическими волнами. Применение лазера в качестве источника излучения позволяет производить измерения колебаний амплитудой до долей ангстрем ($0,01 \text{ \AA}$) [4–6]. В плоскости фотоприемника наблюдается интерференция опорного и сигнального пучков, что приводит к модуляции его выходного тока:

$$s(t) = \cos(m \cdot \sin(\Omega t + \varphi_0) + \varphi), \quad (1)$$

где z_1 и z_2 – оптический ход опорного и сигнального пучков; A – амплитуда колебаний поверхности; Ω – частота колебаний поверхности исследуемого

объекта; φ_0 – начальная фаза колебания исследуемого объекта; m – индекс фазовой модуляции; φ – разность фаз, зависящая от разности оптического хода:

$$m = 2A \cdot \frac{\omega}{c}, \quad \varphi = \frac{\omega}{c} \cdot (z_1 - z_2). \quad (2)$$

Одной из основных оптических схем для определения параметров колебаний является схема на основе интерферометра Майкельсона, приведенная на рисунке 1 [4, 7–9], где 1 – неподвижное опорное зеркало; 2 – лазер; 3 – светоделительное зеркало; 4 – объект контроля; 5 – фотоприемник; 6 – блок обработки.

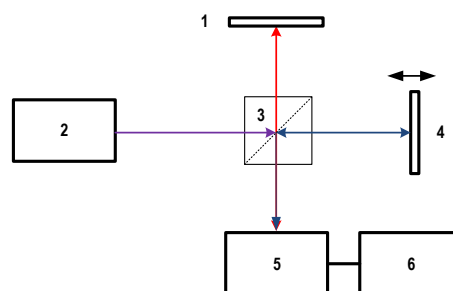


Рис. 1. Оптическая схема интерферометра Майкельсона

Fig. 1. A Michelson Interferometer Based Optical Control Configuration

Сигнал с фотоприемника поступает на блок обработки для демодуляции и определения параметров вибрации. Спектр выходного сигнала при гармоническом законе колебания исследуемого объекта, находящегося в ортогональной плоскости к лучу лазера, с точностью до амплитудного множителя можно записать в выражение (3), где $J_j(x)$ – функция Бесселя j -го порядка 1 рода. При малом индексе фазовой модуляции $m \ll 1$ можно не учитывать высшие составляющие разложения, оставляя только одну в каждой сумме гармоник [10]. С учетом аппроксимации выражение (3) преобразуется к (4).

$$S(t) = J_0(m) \cdot \cos\varphi - \sum_{l=1}^{\infty} 2J_{2l-1}(m) \cdot \sin\varphi \cdot \sin((2l-1) \cdot (\Omega t + \varphi_0)) + \sum_{k=1}^{\infty} 2J_{2k}(m) \cdot \cos\varphi \cdot \cos(2k(\Omega t + \varphi_0)), \quad (3)$$

$$S(t) \approx (1 + \frac{m^2}{4}) \cdot \cos\varphi - m \cdot (1 - \frac{m^2}{8}) \cdot \sin\varphi \cdot \sin(\Omega t + \varphi_0) + m^2 \cdot (1 - \frac{m^2}{12}) \cdot \cos\varphi \cdot \cos(2\Omega t + \varphi_0). \quad (4)$$

Величина начальной фазы колебаний объекта φ_0 не влияет на амплитуду составляющих (4), и в дальнейшем можно полагать $\varphi_0 = 0$ без уменьшения общности. В соответствии с (3) и (4) разность фаз интерферирующих пучков φ оказывает существенное влияние на спектр выходного сигнала. В связи с чем могут быть сделаны ошибочные выводы о параметрах колебаний исследуемых поверхностей. Очевидно, что в случае, если обеспечить разность фаз интерферирующих лучей $\varphi = 0$, то в разложении отсутствуют нечетные гармоники, а при $\varphi = \pi/2$ – четные. Поэтому применение оптического интерферометра для измерений параметров колебаний объектов требует постоянной калибровки и обеспечения равенства хода лучей в опорном и сигнальном плече. При применении оптико-интерферометрических виброметров важным является отсутствие в схеме неконтролируемых, случайных фазовых сдвигов лазерного пучка. Таким образом, выравнивание оптических длин плеч интерферометра – необходимое условие, определяющее результат измерения параметров колебаний.

В настоящее время большое внимание уделяется вопросам разработки прецизионных оптических схем перемещений и вибраций. Для повышения точности измерений в работах [11–14] предложены схемные решения, обеспечивающие выравнивание оптического хода лучей за счет использования до-

полнительных средств контроля. Это значительно усложняет процесс проведения измерений, который требует визуального наблюдения интерференционной картины и предварительной калибровки системы. В противном случае результаты определения параметров вибрации при каждом измерении будут зависеть от случайного значения начальной разности фаз.

В ряде работ рассмотрены преимущества использования модулированных сигналов лазерного источника излучения [15, 16]. Однако результатом применения подобных схем является определение разности оптического хода лучей, и для проведения измерений по-прежнему необходимо проводить калибровку схемы интерферометра. Таким образом, задача создания схемы оптического виброметра, позволяющей исключить влияние фазовых ошибок интерферирующих пучков на результаты измерений параметров колебаний, является актуальной.

Анализ сигнала интерферометра Майкельсона при работе с колебаниями большой амплитуды

Рассмотрим случай, когда амплитуда колебаний велика относительно длины волны оптического излучения интерферометра, т. е. когда индекс фазовой модуляции $m \gg 1$ [17]. При этом мгновенная частота сигнала $s(t)$ (1) изменяется по гармоническому закону:

$$\omega(t) = \frac{d}{dt} [m \cdot \sin(\Omega t + \varphi_0) + \varphi] = m \cdot \Omega \cdot \sin(\Omega t + \varphi_0). \quad (5)$$

Мгновенная частота интерференционного сигнала (5) с выхода фотоприемника зависит от произведения оцениваемых параметров амплитуды и частоты $A \cdot \Omega$, что делает применение спектральных методов неперспективным.

Однако анализ временной структуры сигнала позволяет найти искомые параметры при условии, что амплитуда колебаний больше длины волны оптического излучения:

$$A \gg \lambda. \quad (6)$$

При этом обеспечивается условие $m \cdot \Omega \gg \Omega$, что позволяет находить частоту колебаний Ω , фиксируя

максимумы и минимумы мгновенной физической частоты на временной реализации, отстоящие друг от друга на величину:

$$\frac{T}{2} = \frac{\pi}{\Omega}. \quad (7)$$

В данном случае методика определения параметров колебаний основана на непосредственном наблюдении осциллограммы интерференционного сигнала. Процесс формирования сигнала $s(t)$ поясняется диаграммой на рисунке 2.

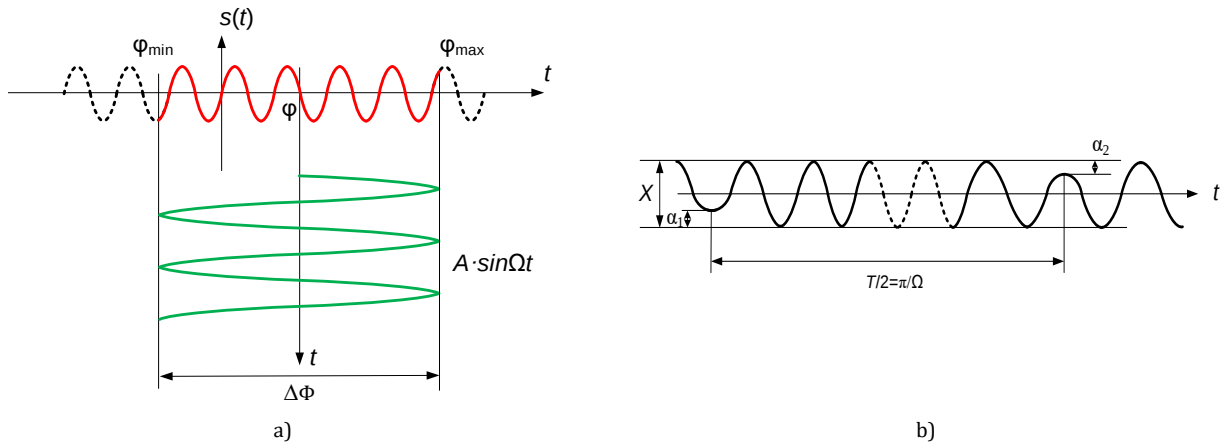


Рис. 2. Диаграмма, поясняющая формирование интерференционного сигнала при большом индексе модуляции $m \gg 1$ (a), и интерференционный сигнал (b)

Fig. 2. Interference Signal Diagram at Large Modulation Index $m \gg 1$ (a) and Interference Signal (b)

При большом индексе однотональной фазовой модуляции, описываемой выражением (2), сигнал (1) представляет собой квазигармоническое колебание с периодической частотой модуляции и возможными амплитудными провалами (см. рисунок 2b). По числу пересечений сигнала через ноль N и по глубине амплитудных провалов α , приходящихся на половину периода колебаний исследуемой поверхности, можно вычислить амплитуду колебаний. Определение частоты колебаний исследуемого объекта Ω основано на измерении временного интервала между точками с минимальной мгновенной частотой, соответствующей величине (7).

Для определения амплитуды колебаний A необходимо определить число точек пересечения нуля на интервале $T/2$, а также величины амплитудных интервалов a_1 и a_2 на краях интервала (см. рисунок 2b).

Как следует из рисунка 2, полное изменение фазы сигнала за время $T/2$ составляет:

$$\Delta\Phi = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot A + \varphi - \left(-\frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot A + \varphi \right) = \frac{4 \cdot \pi}{\lambda} \cdot A. \quad (8)$$

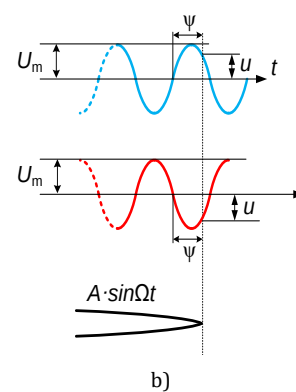
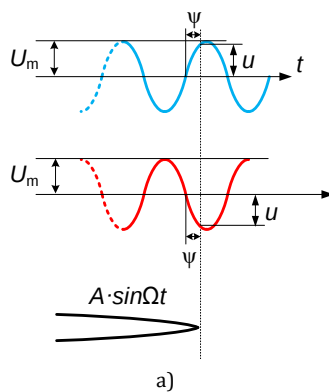


Рис. 3. Возможные соотношения при формировании амплитудных провалов осциллограммы интерференционного сигнала при фазовых набегах $\psi < \pi/2$ (a) и $\psi > \pi/2$ (b)

Fig. 3. Possible Relationships in the Formation of Amplitude Dips in the Oscillogram of the Interference Signal at Phase Overlaps $\psi < \pi/2$ (a) and $\psi > \pi/2$ (b)

Полный фазовый набег может быть представлен в виде выражения:

$$\Delta\Phi = (N - 1) \cdot \pi + \psi_1 + \psi_2. \quad (9)$$

где $\psi_{1,2}$ – фазовые набеги на краях интервала; $\psi_{1,2} < \pi$.

Рассмотрим подробнее возможные ситуации на краях интервала с учетом произвольного $\psi_{1,2}$:

– в ситуации, представленной на рисунке 3a:

$$\psi = \arcsin \frac{|U|}{U_m} = \frac{\pi}{2} - \arccos \frac{|U|}{U_m}, \quad (10)$$

– в ситуации, представленной на рисунке 3b:

$$\psi = \pi - \arcsin \frac{|U|}{U_m} = \frac{\pi}{2} + \arccos \frac{|U|}{U_m}. \quad (11)$$

Чтобы различить эти ситуации, введем в рассмотрение вместо мгновенного значения U величину амплитудного провала α . Ситуация, когда временная структура имеет вид $\alpha = U_m - U$ (см. рисунок 3a), представлена на рисунке 4; при $\alpha = U_m + U$ (см. рисунок 3b) – на рисунке 5.

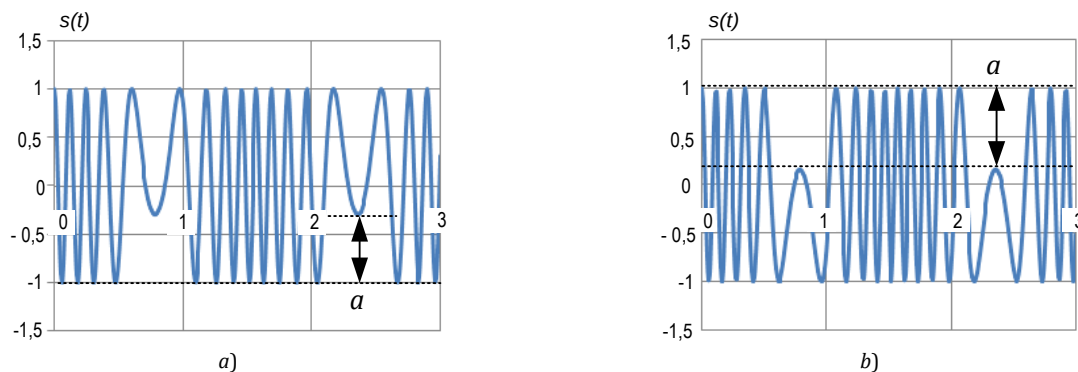


Рис. 4. Вид амплитудных провалов интерференционного сигнала при $a = U_m - U$, если: а) $U < 0$; б) $U > 0$

Fig. 4. Type of Amplitude Dips of The Interference Signal at $a = U_m - U$: а) if $U < 0$; б) if $U > 0$

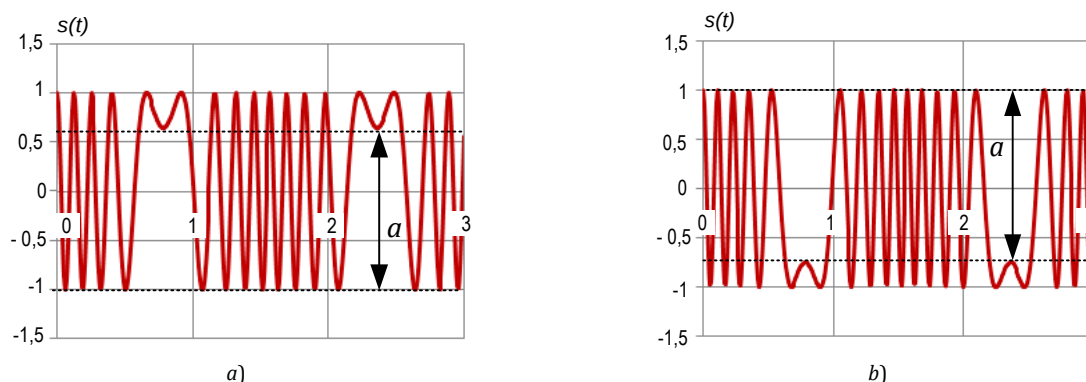


Рис. 5. Вид амплитудных провалов интерференционного сигнала при $a = U_m + U$, если: а) $U < 0$; б) $U > 0$

Fig. 5. Type of Amplitude Dips of the Interference Signal at $a = U_m + U$: а) if $U < 0$; б) if $U > 0$

Используя критерий различия при формировании амплитудных провалов для ситуации, представленной на рисунке 3а, $\text{sign}(a - U_m) = -U$, а для ситуации на рисунке 3б – $\text{sign}(a - U_m) = U$.

При нахождении общего выражения для величины фазового набега на краю интервала ψ следует использовать частные результаты, различающиеся знаком слагаемых.

Кроме того, удобно ввести размах $X = 2U_m$. С учетом введенных обозначений:

$$\psi = \frac{\pi}{2} + \text{sign}(2a - X) \cdot \arccos \frac{|2a - X|}{X}. \quad (12)$$

С учетом полученных значений (10–12) выражение (9) позволяет определить амплитуду колебаний поверхности из выражения (13).

$$A = \frac{\lambda}{4\pi} \cdot \left[(N - 1) + \pi + \text{sign}(2a_1 - X) \cdot \arccos \frac{|2a_1 - X|}{X} + \text{sign}(2a_2 - X) \cdot \arccos \frac{|2a_2 - X|}{X} \right]. \quad (13)$$

При разработке лазерно-интерферометрических схем определения параметров колебаний важным вопросом является выбор метода обработки оптических и электрических сигналов, который позволяет восстановить истинную временную зависимость фазы сигнальной световой волны.

Таким образом, интерферометр Майкельсона (см. рисунок 1) позволяет проводить однозначные измерения параметров вибрации, амплитуда которых отвечает условию $A \gg \lambda$. При этом схема не требует выравнивания оптической длины плеч, а результат измерений не зависит от случайного со-

отношения фаз интерферирующих оптических лучей. Но ограничение (6), накладываемое в этом случае, не позволяет считать предложенную методику счета полос универсальной, а схему – применимой к решению широкого круга задач.

Следует учесть, что при малом индексе фазовой модуляции m временная структура сигнала сильно зависит от разности фаз интерферирующих лучей φ , и рассмотренный способ определения частоты Ω и амплитуды A колебаний становятся здесь неприменимым.

Анализ сигнала интерферометра с модуляцией сигнала в опорном плече

В ряде работ [4, 18] предложена методика измерения амплитуд колебаний с использованием интерферометра Майкельсона с модуляцией частоты излучения в опорном плече. Модуляция сигнала опорного луча обеспечивается за счет гармонических колебаний опорного зеркала (см. рисунок 1) с частотой ω_1 , при этом частота колебания опорного зеркала отвечает условию $\omega_1 \ll \Omega$.

Можно предположить, что отфильтрованный во круг частоты колебаний исследуемого объекта Ω сигнал будет иметь вид (14). При этом детектирование амплитудно-модулированного сигнала позволит вычислить амплитуду и частоту колебаний объекта.

Для проверки гипотезы (14) необходимо провести разложение интермодуляционной составляющей сигнала на выходе фотоприемника в ряд Фурье. Сигнал на выходе фотоприемника оптической схемы с колебанием опорного зеркала определяется выражением (15), где C – амплитуда колебаний опорного зеркала; ω_1 – частота колебаний опорного зеркала, при этом $\omega_1 \ll \Omega$; $m_{1,2}$ – индексы фазовой модуляции для опорного зеркала и объекта контроля; φ_1 – начальная фаза колебаний опорного зеркала;

$$m_1 = 2 \cdot \frac{\omega}{c} \cdot A, \quad m_2 = 2 \cdot \frac{\omega}{c} \cdot C,$$

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \frac{\varphi_0}{\Omega} \cdot \omega_1 + \pi, \quad \varphi = \frac{\omega}{c} \cdot (z_2 - z_1).$$

$$i_1(t) \sim J_1(m_1) \cdot \sin(\omega_1 t + \varphi) \cdot \sin(\Omega t). \quad (14)$$

$$s(t) = \cos\left(\frac{\omega}{c} \cdot A \cdot \sin(\Omega t + \varphi_0) - \frac{\omega}{c} \cdot C \cdot \sin(\omega_1 t + \varphi_1) + \frac{\omega}{c} \cdot (z_2 - z_1)\right). \quad (15)$$

Результаты спектрального разложения для выражения (15) представлены в таблице 1

ТАБЛИЦА 1. Амплитуды спектральных составляющих сигнала интерферометра с колеблющимся опорным зеркалом

TABLE 1. Amplitudes of the Spectral Components of the Interferometer Signal with an Oscillating Reference Mirror

Частота	Амплитуда гармоники
0	$J_0(m_1)J_0(m_2)$
Ω	$-2J_0(m_2)J_1(m_1)\sin\varphi$
$\Omega - \omega_1$	$-2J_1(m_1)J_1(m_2)\cos\varphi$
$\Omega + \omega_1$	$2J_1(m_1)J_1(m_2)\cos\varphi$
$\Omega - 2\omega_1$	$-2J_1(m_1)J_2(m_2)\sin\varphi$
$\Omega + 2\omega_1$	$-2J_1(m_1)J_2(m_2)\sin\varphi$
$\Omega - 3\omega_1$	$-2J_1(m_1)J_3(m_2)\cos\varphi$
$\Omega + 3\omega_1$	$2J_1(m_1)J_3(m_2)\cos\varphi$
2Ω	$2J_0(m_2)J_2(m_1)\cos\varphi$
$2\Omega - \omega_1$	$2J_2(m_1)J_1(m_2)\sin\varphi$
$2\Omega + \omega_1$	$-2J_2(m_1)J_1(m_2)\sin\varphi$
$2\Omega - 2\omega_1$	$2J_2(m_1)J_2(m_2)\cos\varphi$
$2\Omega + 2\omega_1$	$2J_1(m_1)J_2(m_2)\cos\varphi$
$2\Omega - 3\omega_1$	$2J_2(m_1)J_3(m_2)\sin\varphi$
$2\Omega + 3\omega_1$	$-2J_2(m_1)J_3(m_2)\sin\varphi$
...	...

Анализ спектральных компонентов сигнала, представленный в таблице 1, позволяет сделать следующие выводы:

– амплитуды составляющих симметричны относительно Ω по оси частот, четные гармоники $\Omega \pm 2l \cdot \omega_1$ синфазны, но нечетные $\Omega \pm (2l - 1) \cdot \omega_1$ про-

тивопазы; следовательно, в отфильтрованном сигнале имеет место фазовая модуляция, что не отвечает гипотезе, описываемой выражением (13);

– спектральные составляющие сильно зависят от фаз интерферирующих пучков φ .

Таким образом, схема требует выравнивания оптического хода лучей и обладает тем же недостатком, что и предыдущая.

Анализ выходного сигнала гетеродинной схемы интерферометра

Рассмотрим возможности гетеродинной схемы интерферометра для определения параметров вибрации [19–24]. Основным отличием является смещение частоты излучения опорного или предметного луча относительно другого на величину ω_0 .

Интермодуляционная составляющая сигнала, получаемого на фотоприемнике, с точностью до амплитудного множителя может быть представлена в виде:

$$s(t) = \cos(\omega_0 \cdot t + m \cdot \sin(\Omega t + \varphi_0) + \varphi). \quad (16)$$

Спектральный состав выходного сигнала гетеродинной схемы интерферометра (16) представим выражением (17). Анализ выражения (17) показывает, что начальная разность фаз пучков φ не влияет на амплитудные составляющие спектра сигнала. Это принципиально отличает гетеродинную схему от рассмотренных ранее. Проведенный анализ позволяет сделать вывод, что, по сравнению с схемой интерферометра (см. рисунок 1), гетеродинная схема является наиболее перспективной вследствие отсутствия влияния разности фаз пучков на результаты при исследовании вибраций объектов.

$$S(t) = J_0(m) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi) + \sum_{k=1}^{\infty} 2J_{2k}(m) \cdot \cos((\omega_0 - 2k\Omega) \cdot t + \varphi) +$$

$$+ \sum_{k=1}^{\infty} 2J_{2k}(m) \cdot \cos((\omega_0 - 2k\Omega) \cdot t + \varphi) + \sum_{l=1}^{\infty} 2J_{2l-1}(m) \cdot \cos((\omega_0 + (2l-1) \cdot \Omega) \cdot t + \varphi) -$$

$$- \sum_{l=1}^{\infty} 2J_{2l-1}(m) \cdot \cos((\omega_0 - (2l-1) \cdot \Omega) \cdot t + \varphi). \quad (17)$$

Гетеродинная схема интерферометра с акустооптическим модулятором

Для реализации гетеродинной схемы интерферометра необходимо осуществить частотный сдвиг оптического луча в одном из плеч. Для этого можно использовать свойства акустооптического модулятора (АОМ) света, работающего в режиме дифракции Брэгга (рисунок 6) [25], где 1 – неподвижное опорное зеркало; 2 – генератор; 3 – акустооптический модулятор; 4 – лазер; 5 – полупрозрачное зеркало; 6 – объект контроля; 7 – фотоприемник; 8 – блок обработки (анализатор спектра).

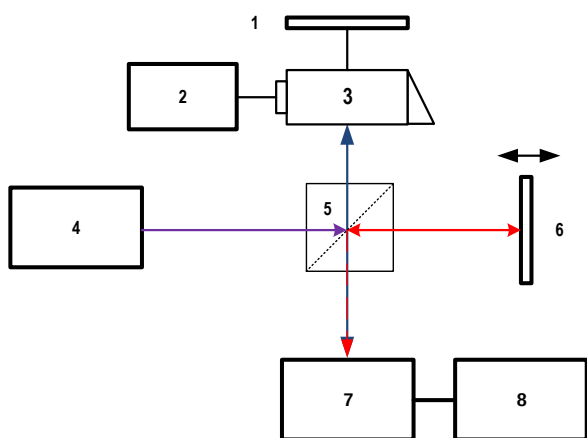


Рис. 6. Схема интерферометра Майкельсона с акустооптическим модулятором

Fig. 6. A Michelson Interferometer Based Optical Control Configuration with Using Reflected Beam

Максимум интенсивности света в дифракционном порядке имеет место при выполнении условия Брэгга [25]:

$$\sin \theta_B = \frac{K}{2 \cdot k} = \frac{\lambda}{2\Lambda}, \quad (18)$$

где θ_B – угол между направлением нормали к ультразвуковому столбу и направлением падающего света; λ – длина световой волны в модуляторе; K – волновое число акустической волны; k – волновое число оптической волны внутри среды взаимодействия.

Условие дифракции Брэгга (18) позволяет изменить схему интерферометра Майкельсона, как по-

казано на рисунке 7, где 1 – лазер; 2 – акустооптический модулятор; 3 – фотоприемник; 4 – объект контроля; 5 – блок обработки (анализатор спектра); 6 – генератор.

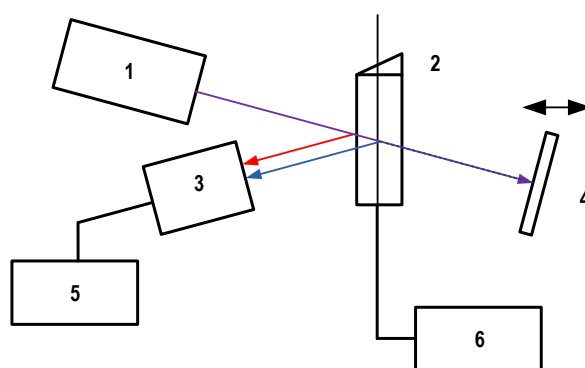


Рис. 7. Схема интерферометра с акустооптическим модулятором

Fig. 7. A Michelson Interferometer Based Optical Control Configuration with Using Reflected Beam

Опорный луч может быть сформирован за счет частичного отражения луча лазера при его падении под углом Брэгга θ_B на поверхность акустооптического модулятора. Это позволит избавиться от опорного зеркала и, как следствие, упростить схему. Оставшийся световой поток проходит через акустооптический модулятор и в нулевом дифракционном порядке падает на объект контроля, формируя при отражении сигнальный луч.

При вторичном прохождении через модулятор сигнальный луч дифрагирует на акустической волне и попадает на фотоприемник коллинеарно с опорным пучком (см. рисунок 7). В плоскости фотоприемника формируется динамическая интерференционная картина. Амплитуду первой гармоники сигнала с выхода фотоприемника можно выразить выражением (19) [10]. Обычно для обработки фазомодулированных сигналов применяют фазовое детектирование.

Однако если индекс фазовой модуляции $m < 1$, то в спектре выходного сигнала гетеродинного интерферометра (17) почти отсутствуют гармоники высоких порядков, и полезный сигнал можно считать монохроматическим (19).

$$A_1 = J_1(m) = \frac{m}{2} \cdot \left(1 - \frac{m^2}{8} + \frac{m^4}{192} - \dots \right) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k \cdot \left(\frac{m}{2}\right)^{1+2k}}{k! \cdot (n+k)!}. \quad (19)$$

$$\frac{J_1(m)}{J_0(m)} \approx \frac{m}{2} \cdot \left(1 + \frac{m^2}{8} - \frac{5 \cdot m^4}{192} + \dots \right). \quad (20)$$

Для определения индекса фазовой модуляции предлагается избавиться от влияния интенсивности опорного и сигнального пучков, путем определения отношения амплитуд несущей и первой гармоники спектра сигнала по формуле (20) [10]. Амплитуда колебаний исследуемого объекта, с учетом физического смысла индекса фазовой модуляции (2) при условии $m < 1$, однозначно определяется выражением:

$$A = \frac{J_1(m)}{J_0(m)} \cdot \frac{\lambda}{2\pi}. \quad (21)$$

Для вычисления амплитуды колебаний предлагается использовать анализатор спектра с узкополосным перестраиваемым фильтром для выделения амплитуды несущей и первой гармоники спектра сигнала с последующим вычислением их отношения (21).

Заключение

В ходе проведенного исследования установлено, что важным вопросом применения оптико-интерферометрических схем определения параметров колебаний является условие отсутствия неконтролируемых и случайных фазовых сдвигов лазерного пучка.

Проведенный анализ выходных сигналов интерферометров с неподвижным и колеблющимся опорным зеркалом показывает наличие сильной зависимости от начальной разности фаз оптических пучков. Это делает применение данных схем для задач измерения параметров колебаний малой амплитуды неперспективным, так как они требуют точной юстировки, выравнивания оптического хода лучей, в противном случае это приведет к ошибочному определению амплитуды колебаний исследуемого объекта.

Исследована возможность использования интерферометра Майкельсона для определения колебаний поверхности объектов, амплитуда которых значительно превышает длину волны лазера, т. е. при большом индексе фазовой модуляции выходного сигнала. Показано, что данный метод позволяет однозначно определять параметры колебаний, а полученный результат не зависит от начальной разности фаз лучей. Несмотря на простоту, метод определения параметров колебаний, основанный на анализе временной структуры сигнала интерферометра (см. рисунок 2) является достаточно информативным, особенно при наличии априорной информации о движении объекта.

Предложенная схема интерферометра с гетеродинированием оптического излучения (см. рисунок 7) обладает рядом преимуществ, по сравнению с классической схемой измерения параметров колебаний (см. рисунок 1):

- обеспечивается независимость результата измерений от разности фаз оптических лучей, что позволяет исключить ошибки при определении амплитуды колебания поверхности;
- используются грани АОМ (ячейки Брэгга) для формирования луча, это позволяет упростить схему интерферометра Майкельсона;
- применяются узкополосный фильтр и цифровой анализатор спектра для анализа выходного сигнала, что дает выигрыш в отношении сигнал шум по сравнению с фазовым детектором.

Перспективное направление развития интерферометров для определения параметров колебаний малой амплитуды связано с применением гетеродинных схем. Для обеспечения частотного сдвига в работе предложено использование акустооптической ячейки, работающей в режиме дифракции Брэгга.

Данная схема может являться основой для разработки прецизионного прибора измерения колебаний малой амплитуды, который может найти свое применение, например, в исследовании устройств твердотельной электроники. При изучении напряжений в кварцевом элементе, взаимодействии основного вида колебаний и их гармоник с другими видами колебаний, возбуждаемыми тем же электрическим полем, что и основной вид, возникает задача исследования распределения колебаний по поверхности кварца. Для прецизионных кварцевых резонаторов амплитуды колебаний кварца (на частотах 5–8 МГц) составляет от долей до десятка ангстрем.

Так как для описания сигналов оптико-электронного комплекса интерферометра используется плоская волна, что является, в ряде случаев, допустимым упрощением, представляет интерес в дальнейшем рассмотреть влияние свойств гауссова пучка на выходные характеристики предложенной интерферометрической схемы. Данный подход позволит учесть влияние угловых и линейных ошибок при сведении оптических лучей в плоскости фотоприемника на результат определения параметров колебаний.

Список источников

1. Фрайден Д. Современные датчики. Справочник. М.: Техносфера, 2005. 592 с.
2. Николаенко А.Ю., Львов А.А., Львов П.А., Юрков Н.К. Анализ бесконтактных методов измерения линейных перемещений и вибраций // Труды международного симпозиума "Надежность и качество" (Пенза, Россия, 21–31 мая 2018). Пенза: ПГУ, 2018. Т. 2. С. 88–91. EDN:YAFFNZ
3. Стуленков А.В., Коротин П.И., Суворов А.С. Новые применения лазерной виброметрии // Известия РАН. Серия физическая. 2020. Т. 84. № 6. С. 824–828. DOI:10.31857/S0367676520060290. EDN:JWPUFG
4. Застрогин Ю.Ф. Контроль параметров движения с использованием лазеров. М.: Машиностроение, 1986. 272 с.
5. Пуряев Д.Т. Измерение расстояний и линейных перемещений методом двухлучевой лазерной интерферометрии. М.: Машиностроение, 1999. 212 с.
6. Волковец А.И., Руденко Д.Ф., Гусинский А.В., Кострикин А.М. Радиоволновой бесконтактный метод измерения параметров движения и вибрации // Доклады БГУИР. 2007. № 4(20). С. 58–64.
7. Борн М., Вольф Э. Основы оптики. М.: Наука, 1973. 719 с.
8. Осипов М.Н., Попов М.А. Измерения малых динамических смещений интерферометром Майкельсона со сферическими волновыми фронтами // Компьютерная оптика. 2007. Т. 31. № 4. С. 55–57. EDN:IUDQMF
9. Глебус И.С., Макаров С.Н. Волоконно-оптический виброметр на основе интерферометра Майкельсона // Интерэкспо Гео-Сибирь. 2015. Т. 5. № 2. С. 28–33. EDN:TWPCIX
10. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике. СПб.: Издательство Лань, 2010. 608 с.
11. Горбатенко Б.Б., Лякин Д.В., Перепелицына О.А., Рябухо В.П. Оптические схемы и статистические характеристики сигнала спекл-интерферометров перемещений // Компьютерная оптика. 2009. № 3(33). С. 268–280. EDN:KVCQJB
12. Грязнов Н.А., Горячкин Д.А., Соснов Е.Н., Харламов В.В. Юстировка длин плеч интерферометра Майкельсона // Научное приборостроение. 2019. Т. 29. № 3. С. 41–46. DOI:10.18358/nr-29-3-i4146. EDN:MIFWOZ
13. Грязнов Н.А., Горячкин Д.А., Купренюк В.И., Соснов Е.Н., Алексеев В.Л. Пассивная стабилизация интерферометра Майкельсона // Научное приборостроение. 2020. Т. 20. № 4. С. 63–74. DOI:10.18358/nr-29-3-i4146. EDN:MIFWOZ
14. Осипов М.Н., Попов М.А., Попова Т.А. Поведение выходного сигнала в системе измерения на основе оптоэлектронного интерферометра Майкельсона // Ползуновский вестник. 2011. № 3-1. С. 38–41. EDN:OHFYIV
15. Плотников М.Ю., Волков А.В. Способ измерения фазового сигнала двухлучевого волоконно-оптического интерферометра. Патент на изобретение RU 2719635 C1. Оpubл. 21.04.2020. EDN:DOYETB
16. Кириеенков А.Ю., Алейник А.С., Плотников М.Ю. Способ определения разницы длин плеч в двухлучевом волоконно-оптическом интерферометре. Патент на изобретение RU 2678708 C1. Оpubл. 31.01.2019. EDN:HZSHRC
17. Запелалов А.С., Бурдюгов В.М. Способ дистанционного определения амплитуды вибрации. Патент на изобретение RU 2710098 C1. Оpubл. 24.12.2019. EDN:GLCCVD
18. Палто С.П., Гейвандов А.Р., Плато В.С. Интерферометр Майкельсона с колеблющимися зеркалами и фурьеспектрометр на его основе. Патент на изобретение RU 2580211C2. Оpubл. 10.04.2016.
19. Атавин В.Г., Худяков Ю.В., Юрчик Е.Ф. Измерение малых амплитуд вибраций лазерным виброметром // Измерительная техника. 1999. № 11. С. 29–32.
20. Атавин В.Г., Мохнатов А.А., Худяков Ю.В. Способ измерения амплитуд вибраций. Патент на изобретение RU 2217706 C2. Оpubл. 27.11.2003. EDN:SZGTMY
21. Kowarsch R., Te R., Rembe C. Laser-Doppler vibrometer microscope with variable heterodyne carrier // Journal of Physics Conference Series. 2018. Vol. 1149. P. 012016. DOI:10.1088/1742-6596/1149/1/012016
22. Костомин М.А., Титов А.А., Гарипов В.К. Измерение скорости движения и параметров вибрации объектов гетеродинным методом // Наука и образование. МГТУ им. Баумана. 2015. № 12. С. 110–118. DOI:10.7463/1215.0828437. EDN:VDRHXX
23. Капезин С.В., Базыкин С.Н., Базыкина Н.А., Самохина К.С. Лазерные измерительные системы с пространственно-временной разверткой интерференционного поля // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2015. № 2(34). С. 156–161. EDN:UISFLR
24. Базыкин С.Н. Информационно-измерительные системы для измерения линейных перемещений // Современные наукоемкие технологии. 2016. № 9. С. 373–377. EDN:WNEURN
25. Балакший В.И., Парыгин В.Н., Чирков Л.Е. Физические основы акустооптики. М.: Радио и связь, 1985. 278 с.

References

1. Fraiden D. *Modern sensors*. Moscow: Technosfera Publ.; 2005. 592 p. (in Russ.)
2. Nikolaenko A., Lvov A., Lvov P., Iurkov N. Analysis of non-contact methods for measuring linear displacements and vibrations. *Transactions of the International Symposium on Reliability and Quality*, 21–31 may 2018, Penza, Russia, vol.2. Penza: PSU Publ.; 2018. p.88–91. (in Russ.) EDN:YAFFNZ
3. Stulenkov A.V., Korotin P.I., Suvorov A.S. New applications of laser vibrometry. *Izvestiya Rossiiskoi Akademii Nauk. Seriya Fizicheskaya*, 2020;84(6):824–828. (in Russ.) DOI:10.31857/S0367676520060290. EDN:JWPUFG
4. Zastrogin Yu.F. *Control of motion parameters using lasers*. Moscow: Mashinostroenie Publ.; 1986. 272 p. (in Russ.)
5. Puriaev D.T. *Measurement of distances and linear displacements by two-beam laser interferometry method*. Moscow: Mashinostroenie Publ.; 1999. 212 p. (in Russ.)
6. Volkovets A., Rudenko D., Gusinskii A., Kostrikin A. Radio wave non-contact method for measuring motion and vibration parameters. *Doklady BGUIR*. 2007;4(20):58–64. (in Russ.)
7. Born M., Volf E. *Fundamentals of optics*. Moscow: Nauka Publ.; 1973. 719 p. (in Russ.)

8. Osipov M.N., Popov M.A. Measurements of small dynamic displacements by Michelson interferometer with spherical wave fronts. *Computer optics*. 2007;31(4): 55–57. (in Russ.) EDN:IUDQMF
9. Glebus I.S., Makarov S.N. Fibre optical vibrometer based on the michelson interferometer. *Interekspo Geo-Sibir*. 2015;5(2):28–33. (in Russ.) EDN:TWPCIX
10. Bronshtein I.N Semendiaev K.A. *Math Reference*. St. Petersburg: Lan Publ.; 2010. 608 p. (in Russ.)
11. Gorbatenko B., Liakin D., Perepelitsyna O., Riabukho V. Optical circuits and statistical signal characteristics of speckle motion interferometers. *Computer Optics*. 2009;3(33):268–280. (in Russ.) EDN:KVCQJB
12. Gryaznov N.A., Goryachkin D.A., Sosnov E.N., Harlamov V.V. Adjusting the arm lengths of the Michelson interferometer. *Nauchnoe Priboroostroenie*. 2019;29(3):41–46. (in Russ.) DOI:10.18358/np-29-3-i4146. EDN:MIFWOZ
13. Griaznov A., Goriachkin D., Kupreniuk V., Sosnov E., Alekseev V. Passive stabilization of the Michelson interferometer. *Nauchnoe Priboroostroenie*. 2020;20(4):63–74. (in Russ.) DOI:10.18358/np-29-3-i4146. EDN:MIFWOZ
14. Osipov M., Popov M., Popova T. Output signal behavior in the measurement system based on optoelectronic Michelson interferometer. *Polzunovskiy Vestnik*. 2011;(3-1):38–41. (in Russ.) EDN:OHFYIV
15. Plotnikov M.Yu., Volkov A.V. *Method of Measuring Phase Signal of Double-Beam Fibre-Optic Interferometer*. Patent RF, no. 2719635 C1, 21.04.2020. (in Russ.) EDN:DOYETB
16. Kirieenkov A.Yu., Alejnik A.S., Plotnikov M.Yu. *Arms Length Difference Determining Method in the Double-Beam Fiber-Optical Interferometer*. Patent RF, no. 2678708 C1. 31.01.2019. (in Russ.) EDN:HZSHRC
17. Zapevalov A.S., Burdyugov V.M. *Method for Remote Determination of Vibration Amplitude*. Patent RF, no. 2710098 C1, 24.12.2019. (in Russ.) EDN:GLCCVD
18. Palto S.P Geivandov A. R. Plato V.S. *Michelson Interferometer with Oscillating Mirrors and Fourier Spectrometer Based Thereon*. Patent RF, no. 2580211 C2, 10.04.2016. (in Russ.)
19. Atavin V., Hudyakov Yu., Yurchik E. Measuring small vibration amplitudes with a laser vibrometer. *Measurement Techniques*. 1999;11:29–32. (in Russ.)
20. Atavin V.G., Mokhnatov A.A., Hudyakov Yu.V. *Procedure Measuring Amplitudes of Vibrations*. Patent RF, no. 2217706 C2. 27.11.2003. (in Russ.) EDN:SZGTMY
21. Kowarsch R., Te R., Rembe C. Laser-Doppler vibrometer microscope with variable heterodyne carrier. *Journal of Physics Conference Series*. 2018;1149(1):012016.
22. Kostomin M., Titov A., Garipov V. Measurement of motion velocity and vibration parameters of objects by hetero-bin method. *Science and Education of Bauman MSTU*. 2015;12:110–118. DOI:10.7463/1215.0828437. (in Russ.) EDN:VDRHXN
23. Kapezin S.V., Bazykin S.N., Bazykina N.A., Samokhina K.S. Lazer measuring systems with space-time scan of interference field. *University proceedings. Volga region. Technical sciences*. 2015;2(34):156–161. (in Russ.) EDN:UISFLR
24. Bazykin S.N. Information-measuring systems for measuring linear displacements. *Modern high technologies*. 2016;9: 373–377. (in Russ.) EDN:WNEURN
25. Balakshii V.I., Parygin V.N., Chirkov L.E. *Physical foundations of acousto-optics*. Moscow: Radio i Svyaz Publ.; 1985. 278 p. (in Russ.)

Статья поступила в редакцию 09.07.2023; одобрена после рецензирования 18.03.2024; принята к публикации 20.03.2024.

The article was submitted 09.07.2024; approved after reviewing 18.03.2024; accepted for publication 20.03.2024.

Информация об авторах:

КРАВЕЦ
Елена Валентиновна

кандидат технических наук, доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
 <https://orcid.org/0009-0005-1096-6655>

СЕМЕНОВА
Елена Георгиевна

доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой 07 «Информационные системы и программная инженерия» Балтийского государственного технического университета «ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова
 <https://orcid.org/0000-0001-8312-4903>

Научная статья

УДК 621.39

DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-67-74



Методы распределения трафика в гетерогенной сети Интернета вещей высокой плотности

Андрей Евгеньевич Кучерявый, akouch@sut.ru
 Дарина Владимировна Окунева ✉, okuneva.dv@sut.ru
 Александр Иванович Парамонов, paramonov@sut.ru
 Фьюк Ньян Хоанг, khoang.fn@sut.ru

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

Аннотация: В работе приводятся модель и метод распределения трафика в гетерогенной сети Интернета вещей (ИВ), построенной на базе комплексных каналов связи, состоящих из нескольких подканалов, использующих различные технологии передачи радио-, оптических, акустических и других сигналов. Разработанные методы распределения трафика по подканалам гетерогенной сети ИВ позволяют решать задачу повышения эффективности сети за счет использования разнородных ресурсов. Результатом исследования являются методы распределения трафика в форме задач оптимизации для различных стратегий поиска решения. Полученные результаты могут быть использованы при построении гетерогенных сетей ИВ и сетей роботизированных систем.

Ключевые слова: Интернет вещей, гетерогенная сеть, радиоканал, оптический канал, аудиоканал, передача данных, распределение трафика, распределение ресурсов

Ссылка для цитирования: Кучерявый А.Е., Окунева Д.В., Парамонов А.И., Хоанг Ф.Н. 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

Methods of Traffic Distribution in a Heterogeneous High-Density Internet of Things Network

Andrey Kucheryavy, akouch@sut.ru
 Darina Okuneva ✉, okuneva.dv@sut.ru
 Alexandr Paramonov, paramonov@sut.ru
 Fyock Huang, khoang.fn@sut.ru

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

Abstract: The paper presents a model and method for distributing traffic in a heterogeneous Internet of Things (IoT) network built on the basis of complex communication channels consisting of several subchannels using various signal transmission technologies, for example, radio, optical and acoustic. The developed methods for distributing traffic across subchannels of a heterogeneous IoT network make it possible to solve the problem of increasing network efficiency through the use of heterogeneous resources. The result of the study is methods of traffic distribution in the form of optimization problems for various solution search strategies. The results obtained can be used to build heterogeneous IoT networks and networks of robotic systems.

Keywords: Internet of things, heterogeneous network, radio channel, optical channel, audio channel, data transmission, traffic distribution, resource distribution

For citation: Koucheryavy A., Okuneva D., Paramonov A., Huang F. 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

Введение

Развитие Интернета вещей (ИВ) является одним из основных направлений эволюции сетей связи [1–9]. Оно включает в себя множество разнообразных направлений в различных прикладных областях: бытовые устройства, оборудование промышленных предприятий, медицина, транспорт, безопасность, военные приложения и др. Большое число устройств, подключенных к сети связи, создает потенциальные проблемы обслуживания трафика [10–13].

В большинстве приложений для организации сети ИВ используются технологии сетей подвижной связи общего пользования или организации локальных беспроводных сетей связи [14, 15] с устройствами ограниченной мощности. Обе основаны на использовании технологий радиосвязи, достоинством которых является энергоэффективность и возможность обеспечивать требования к качеству обслуживания. Однако в условиях высокой плотности устройств [16–19] и высокой интенсивности трафика появляются риски возникновения локальных перегрузок сети и, как следствие, падения ее пропускной способности, в особенности это относится к локальным mesh-сетям.

Если сеть ИВ ориентирована на выполнение определенных (однообразных) задач, например, сбор показаний счетчиков расхода электроэнергии, то угроза перегрузок может быть нивелирована перераспределением трафика во времени.

Если же сеть выполняет разнообразные задачи, например, обеспечивает взаимодействие роботизированных устройств в группе или взаимодействие с оператором, передачу видеопотока и др., то трафик может сочетать в себе свойства интерактивного и потокового (трафика) с различными требованиями ко времени доставки различных сообщений и к скорости передачи. Решить данную задачу в условиях ограниченного ресурса (диапазон частот) с использованием радиосвязи может быть сложно или невозможно. В данной работе предлагается для решения использовать набор технологий, использующих различные способы передачи.

Методы передачи данных с использованием радио-, акустических, оптических и других видов сигналов хорошо известны и широко используются (или использовались) в различных прикладных задачах. Ввиду того, что ресурс радиочастотного спектра ограничен и может быть недостаточен для обслуживания трафика, применение акустического, оптического и иных ресурсов, позволит повысить возможности сети в части доставки данных.

Сравнительный анализ технологий беспроводной связи

Проведем сравнение наиболее известных технологий беспроводной связи по ряду основных характеристик, таких как: рабочая частота, дальность связи, достижимая скорость передачи данных, задержка доставки и энергопотребление. Разумеется, точное сравнение требует идентичных условий, и результаты его могут быть различными в зависимости от этих условий. Приведем лишь ориентировочные значения упомянутых характеристик, которые достижимы при благоприятных условиях и характеризуют, скорее всего, порядок значений, а не конкретные численные оценки. Такие характеристики, как энергопотребление и время доставки, зависят от конкретных применяемых технологий и условий эксперимента, поэтому приведем лишь лексические сравнительные оценки.

Полученные в результате анализа данные из соответствующих стандартов и технических описаний приведены в таблице 1. Все технологии условно разделены на две группы: технологии ближнего и дальнего действия. Для первой группы дальность связи ограничена сотнями метров, а для второй превышает единицы километров. Под задержкой доставки понимается время распространения сигнала в среде. Естественно, что для технологий радио- и оптической связи время распространения сигналов существенно меньше, чем для акустических сигналов. Однако, в ряде случаев, для технологий ближнего действия это может быть не слишком существенно. Например, при скорости передачи данных в акустическом канале 2400 бит/с и расстоянии 100 м (скорости звука около 335 м/с) время распространения сигнала (0,30 с) будет близко ко времени передачи пакета размером 100 байт (0,33 с). Если требования к задержке не слишком высоки, то использование акустического канала может быть равноценно радио- и оптическим каналам. По другим показателям (кроме времени доставки) рассмотренные технологии ближнего действия вполне сопоставимы.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что при определенных, весьма вероятных при организации сети ИВ высокой плотности, условиях радио-, оптические и акустические технологии передачи данных вполне «конкурентоспособны» и могут дополнять друг друга в целях повышения эффективности функционирования системы связи.

Модель сети связи и постановка задачи

Будем полагать, что все устройства находятся в условиях, позволяющих распространяться радио-,

акустическим и оптическим сигналам. Ограничимся рассмотрением только этих трех типов сигналов. Передача данных возможна с использованием как одной, так и двух или трех технологий одновременно. Дальность связи при использовании различных технологий R_i ($i = 1, 2, 3...$) и такие параметры канала, как пропускная способность B_i и

задержка доставки данных τ_i , различны. На рисунке 1а приведена модель гетерогенного канала, состоящая из радио-, инфракрасного и акустического подканала. Рисунок 1б демонстрирует модель сети в двумерном пространстве, зона связи шлюза в которой состоит из зон связи радио-, инфракрасного и акустического подканалов.

ТАБЛИЦА 1. Сравнение беспроводных технологий ближнего и дальнего действия

TABLE 1. Comparison of Wireless Technologies Short-Range and Long-Range

Характеристики	Технологии связи												
	ближнего действия									дальнего действия			
	Blue-tooth	Blue-tooth Low Energy	6LoWPAN	ZigBee	RFID	Wi-Fi Hallow	Z-WAVE	Инфракрасный	Акустика в воздухе	LoRa	SigFox	NB-IoT	Подводная акустика
Рабочая частота, ГГц	2,4	2,4	0,868 (Европа) 0,915 (США) 2,4 (глоб.)	0,868 0,915 2,4	125 КГц – 5,8 МГц	0,9	0,868 (Европа) 0,908 (США)	300–430 ТГц	20 Гц – 20 кГц	868 (Европа) 915 (США) 433 (Азия)	868 (Европа) 902 (США)	900, 1800, Лицензированный 2G/3G/4G/LTE диапазон частот	10 Гц – 1 МГц
Дальность связи, м	30	50	100	100	0,1–200	1000	30*** 100****	100	сотни метров	5*/15**	10*/50**	1*/15**	до тысяч
Скорость передачи данных, Мбит/с	1–3	1	0,25	0,25	4	0,15–40	0,1	2,4 кбит/с – 1 Гбит/с	10 кбит/с – 1 Гбит/с	0,25–50	0,1 (uplink) 0,6 (down-link)	250	1 кбит/с – 1 Мбит/с
Задержка доставки	очень малая	очень малая	малая	малая	очень малая	очень малая	малая	малая	малая	малая	средняя	очень малая	высокая
Энергопотребление	малое	очень малое	малое	малое	сверх-низкое****	малое	очень низкое	малое	малое	малое	очень малое	малое	высокое

Примечание: * – в городских агломерациях

** – в сельских агломерациях

*** – в помещениях

**** – на открытом воздухе

***** – зависит от частоты

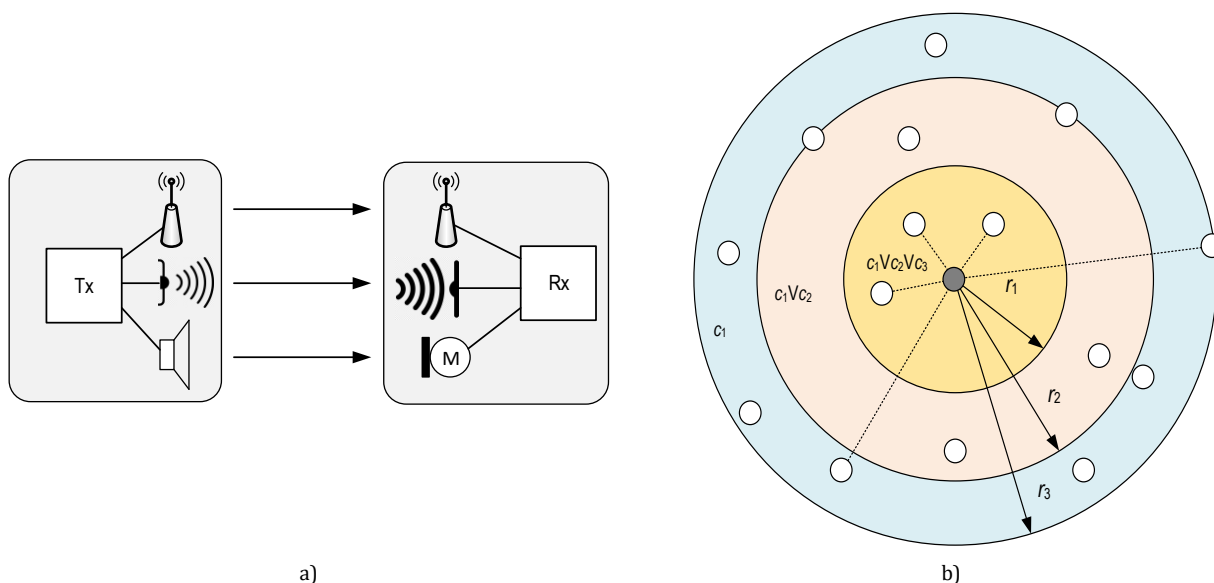


Рис. 1. Модели гетерогенного канала (а) и гетерогенной сети (б) ИВ

Fig. 1. Models of Heterogeneous Communication Channel (a) and Heterogeneous Network (b) IoT

Будем полагать, что основными показателями функционирования сети являются: время доставки данных τ ; скорость их передачи β ; вероятность их потери γ . В сети могут передаваться данные услуг, которые в различной степени чувствительны к задержке, потерям и скорости передачи. Например, передача команд управления может иметь повышенные требования ко времени доставки и вероятности потерь, передача видео – повышенные к скорости передачи и не слишком высокие к вероятности потерь. Передача данных о температуре воздуха не критична ко времени доставки, потерям и скорости передачи.

Будем считать, что канал состоит из m подканалов, реализованных с помощью различных технологий. При передаче данных возможно использовать любой из подканалов, каждый из которых характеризуется своим набором параметров.

В сети присутствуют конкурирующие за ресурсы потоки трафика, которые имеют различную значимость для выполнения задач. Сеть располагает m видами ресурсов, которыми являются пропускные способности каналов, использующих три различные технологии B_i .

Метод распределения трафика в гетерогенной сети ИВ

Когда появляется необходимость передачи данных, требуется решить задачу выделения ресурсов для этой цели. Сделаем допущение, что передача данных может быть описана некими условными расходами. Эти расходы тем выше, чем ниже показатель качества. Тогда выбор подканала можно свести к задаче распределения трафика по подканалам с целью минимизации расходов на передачу:

$$\begin{aligned} \{\eta_i^*\} = \min_{\eta_i, i=1..m} \sum_{i=1}^m \omega_i(d_i, \eta_i, \psi_i), \\ d_i \geq 0, \quad \sum_{i=1}^m \eta_i = 1, \end{aligned} \quad (1)$$

где d_i – объем передаваемых данных; η_i – доля данных, которые будут переданы через i -й подканал; $\omega_i(\cdot)$ – функция, отражающая зависимость условных расходов от передачи по i -му подканалу; ψ_i – набор параметров, характеризующих подканал.

Модель гетерогенного канала связи при использовании радио-, оптического и акустического подканалов приведена на рисунке 2. Элементы модели Q_r , Q_o , Q_s – это очереди для данных, ожидающих передачи по радио-, оптическому и акустическому каналам. CR , CO , CS – радио-, оптический и акустический подканалы. Элементы D и A – средства распределения и агрегирования трафика по подканалам, соответственно. Элемент CSP – протокол выбора

канала, который должен обеспечивать выбор нужного подканала на основе данных о состоянии каналов и о требованиях к качеству обслуживания трафика.

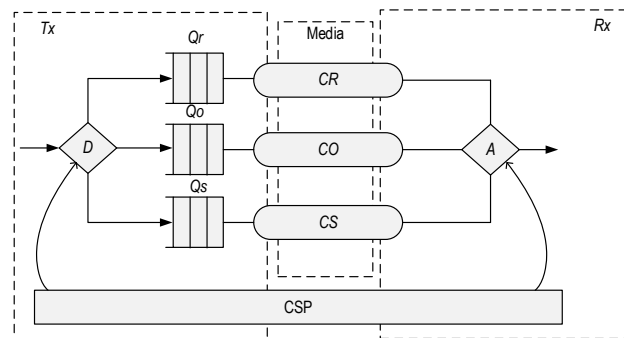


Рис. 2. Модель гетерогенного канала связи при использовании трех подканалов

Fig. 2. Model of Heterogeneous Communication Channel Using Three Subchannels

Время, необходимое для передачи данных по подканалу τ_i , определяется многими факторами: скоростью передачи данных в канале, протоколом гарантированной или негарантированной доставки, вероятностью битовой ошибки, способом кодирования данных, способом модуляции, отношением сигнал/шум.

В этой работе мы не будем описывать детально модель подканала, а будем считать, что время доставки данных в нем описано некоторой функцией $\tau_i = \tau_i(d_i, \psi_i)$, где ψ_i – это набор параметров, характеризующих подканал.

Скорость передачи данных по подканалу может быть описана функцией $\beta_i = \beta_i(d_i, \psi_i)$. Вероятность потерь данных может быть описана функцией $\gamma_i = \gamma_i(d_i, \psi_i)$.

Параметры подканалов ψ_i в общем случае могут содержать как характеристики их потенциальных возможностей, так и характеристики использования и качества обслуживания в настоящее время или прогнозы этих характеристик на некоторый интервал времени:

$$\omega_i(d_i, \psi_i) = \alpha \tau_i + \phi \beta_i + \mu \gamma_i, \quad (2)$$

где $\psi_i = \{\alpha, \phi, \mu\}$ – значения коэффициентов α , ϕ , μ характеризуют условные расходы из-за задержки, скорости передачи и потерь, соответственно.

Как видно из рисунка 1b, доминирующее значение при выборе подканала имеет дальность связи, обеспечиваемая подканалами, реализованными с использованием различных технологий. Например, если акустический подканал будет иметь наихудшие энергетические характеристики, однако в случае перегрузки или невозможности использования радио- и оптического каналов он может стать наиболее выгодным средством передачи. При условии невысоких требований ко времени доставки он

также может стать удобным средством передачи, не занимающим ресурсов радиоканала, который может потребоваться для передачи критичных к задержке данных. Тогда проблему оптимизации целесообразно формулировать не как задачу обеспечения максимального качества, а как – обеспечение требований к качеству, т. е. приблизить показатели к заданным значениям.

С учетом вышесказанного, (2) может иметь следующую формулировку:

$$\omega_i(d_i, \psi_i) = \alpha(\tau_i - \tau_0)^2 + \phi(\beta_i - \beta_0)^2 + \mu(\gamma_i - \gamma_0)^2, \quad (3)$$

где значения $\tau_0, \beta_0, \gamma_0$ – это целевые значения задержки, скорости передачи данных и вероятности потерь, соответственно.

В данной формулировке смысл выражения (3) – это плата (штраф) за отклонение от заданных показателей качества, в том числе за их слишком высокие значения. С учетом (3) решением задачи (1) будет наибольшая близость параметров качества обслуживания к целевым. Такая постановка задачи дает возможность избежать расходов ценных ресурсов, например, ресурсов радиоканала, когда в этом нет необходимости.

В таком случае может иметь место простаивание радиоканала в то время, когда он не занят для передачи критичного ко времени трафика. Однако это не всегда является недостатком, так как снижает вероятность занятости общего ресурса, следовательно, повышает качество обслуживания таких данных (если принять во внимание, что в сети работает множество подобных узлов).

Можно заметить, что решение задач (1 и 3) основано на различных стратегиях распределения ресурса. В задаче (1) стратегия состоит в выделении доступного максимума ресурсов для достижения максимальных значений показателей качества. В задаче (3) стратегия состоит в выделении достаточного ресурса для достижения заданных значений показателей качества. То есть такие стратегии имеют названия «максимальной стратегии» и «осторожной стратегии», соответственно.

Применение «максимальной стратегии» приведет к наибольшему использованию тех ресурсов, которые позволяют получить максимум качества обслуживания, т. е. ресурсов радиоканала. При их нехватке остальные же ресурсы будут использоваться по остаточному принципу.

Применение «осторожной стратегии» приводит к более равномерному использованию различных ресурсов, которые позволяют получить достаточное качество обслуживания. Остальные же ресурсы будут использоваться аналогично.

Устойчивость функционирования сети связи

Под устойчивостью чаще всего принято понимать свойство сохранять значения конструктивных и режимных параметров в заданных пределах, т. е. способность сохранять функциональность в условиях воздействия различного рода деструктивных факторов. В частности, ГОСТ Р 53111-2008 дает следующее определение устойчивости: «Устойчивость сети связи – способность сети связи выполнять свои функции при выходе из строя части элементов сети в результате воздействия дестабилизирующих факторов» [20, 21].

Наиболее распространенным фактором являются отказы аппаратных средств, которые характеризуются коэффициентом готовности. Для сетей беспроводной связи, использующих радиосвязь, наиболее существенными являются такие факторы деструктивных воздействий, как электромагнитные сигналы как естественного, так и искусственного происхождения (шумовые сигналы). Их воздействие приводит к уменьшению доступного ресурса канала. Аналогичные факторы имеют место и в каналах передачи оптических и акустических сигналов. В сетях связи высокой плотности к таким факторам следует отнести и сигналы собственных узлов сети, производимые при обслуживании трафика. В этом контексте беспроводная сеть подвержена риску перегрузок трафиком. Этот фактор является существенным, поскольку для передачи сигналов большим числом устройств используется общая физическая среда.

При использовании различных технологий передачи сигналов в атмосфере, можно считать, что используются и различные среды передачи, поскольку электромагнитные, оптические и акустические сигналы хотя и распространяются в общей среде, но не оказывают друг на друга взаимных влияний.

Таким образом, если устойчивость сети оценивать возможностью передачи данных хотя бы по одному из подканалов (вероятностью связности или доступности) [22, 23], то ее можно характеризовать вероятностью доступности связи как:

$$p_a = 1 - (1 - p_{CR})(1 - p_{CO})(1 - p_{CS}), \quad (4)$$

где p_{CR}, p_{CO}, p_{CS} – вероятности доступности радио-, оптического и акустического подканалов.

Очевидно, что вероятность доступности связи для группы подканалов, в соответствии с (4), по крайней мере, не меньше, чем для одного подканала. Например, выигрыш при дополнении системы оптическим и акустическим каналами по отношению к одному радиоканалу, можно оценить как снижение вероятности недоступности связи в $\frac{1}{(1-p_{CO})(1-p_{CS})}$ раз.

Введем условную величину затрат, которые необходимы для обеспечения доступности соответствующего подканала v_i . Тогда общие затраты на обеспечение доступности системы составят:

$$E(p_i) = \sum_{i=1}^m p_i v_i, \quad q_a^{(0)} = \prod_{i=1}^m (1 - p_i), \quad (5)$$

где $q_a^{(0)}$ – заданные требования недоступности системы.

На основе (5) можно определить задачу оптимизации [14] системы с позиции выбора доступностей каждого из подканалов как:

$$O = \min_{p_i, i=1 \dots m} \sum_{i=1}^m p_i v_i, \quad q_a^{(0)} = \prod_{i=1}^m (1 - p_i), \quad (6)$$

$$0 \leq p_i \leq 1.$$

Задачу оптимизации (6) следует рассматривать как формальный подход к выбору состава технических средств для обеспечения заданной вероятности доступности связи. Решением (6) является значения вероятностей доступности отдельных подканалов, которые можно рассматривать как исходные данные для выбора ресурсов подканала (его пропускной способности) при заданной величине нагрузки (трафика).

Заключение

Во-первых, применение нескольких технологий организации канала связи, когда это допустимо на практике, дает возможность распределить трафик с различными требованиями к параметрам обслуживания

по подканалам и уменьшить вероятность занятости ресурсов для критичного к качеству обслуживания трафика. Также это дает возможность повысить устойчивость связи к промышленным и иным помехам, а также к изменениям условий распространения сигналов.

Во-вторых, для распределения трафика по подканалам предлагается решать задачу оптимизации [24, 25], в которой минимизируется общая величина условных затрат, которые определяются параметрами качества обслуживания [26, 27]. Предлагаются две возможные постановки таких задач: максимизация качества и приближение показателей качества к целевым значениям.

В-третьих, разработанные методы распределения трафика по подканалам гетерогенной сети ИВ позволяют решать задачу повышения эффективности сети за счет использования разнородных ресурсов. Такой подход позволяет обеспечить требования к качеству обслуживания и повысить устойчивость сети к различным факторам, деструктивно влияющим на показатели функционирования сети.

В-четвертых, введение группы подканалов позволяет повысить устойчивость сети в смысле доступности связи между ее узлами за счет введения группы подканалов, использующих различные среды распространения сигналов. Целесообразность такого решения можно рассматривать как задачу оптимизации условных расходов на построение системы, определив условные стоимость обеспечения доступности каждого из подканалов.

Список источников

1. Киричек Р.В., Парамонов А.И., Прокопьев А.В., Кучерявый А.Е. Эволюция исследований в области беспроводных сенсорных сетей // Информационные технологии и телекоммуникации. 2014. Т. 2. № 4. С. 29–41. EDN:TKSXPT
2. Hammoudeh M., Newman R. Information extraction from sensor networks using the Watershed transform algorithm // Information Fusion. 2015. Vol. 22. PP. 39–49. DOI:10.1016/j.inffus.2013.07.001
3. Basha A.R. A Review on Wireless Sensor Networks: Routing // Wireless Personal Communications. 2022. Vol. 125. Iss. 1. PP. 897–937. DOI:10.1007/s11277-022-09583-4
4. Madakam S., Ramaswamy R., Tripathi S. Internet of Things (IoT): A Literature Review // Journal of Computer and Communications. 2015. Vol. 3. Iss. 5. PP. 164–173. DOI:10.4236/jcc.2015.35021
5. Fadel E., Gungor V.C., Nassef L., Akkari N., Malik M.G.A., Almasri S., et al. A survey on wireless sensor networks for smart grid // Computer Communications. 2015. Vol. 71. PP. 22–33. DOI:10.1016/j.comcom.2015.09.006
6. Laghari A.A., Wu K., Laghari R.A. Retraction Note: A Review and State of Art of Internet of Things (IoT) // Archives of Computational Methods in Engineering. 2023. Vol. 30. P. 5105. DOI:10.1007/s11831-023-09985-y
7. Gulati K., Boddu R.S.K., Kapila D., Bangare S.L., Chandnani N., Saravanan G. A review paper on wireless sensor network techniques in Internet of Things (IoT) // Materials Today: Proceedings. 2022. Vol. 51. Part 1. PP. 161–165. DOI:10.1016/j.matpr.2021.05.067
8. Sobouti M.J., Rahimi Z., Mohajerzadeh A.H., Hosseini S.S.A., Ghanbari R., Marquez-Barja J.M., et al. Efficient Deployment of Small Cell Base Stations Mounted on Unmanned Aerial Vehicles for the Internet of Things Infrastructure // IEEE Sensors Journal. 2020. Vol. 20. Iss. 13. PP. 7460–7471. DOI:10.1109/JSEN.2020.2973320
9. Парамонов А.И., Бушеленков С.Н. Анализ методов повышения эффективности сетей IoT // Информационные технологии и телекоммуникации. 2022. Т. 10. № 2. С. 36–52. DOI:10.31854/2307-1303-2022-10-2-36-52. EDN:JNZPDL
10. Елагин В.С., Васин А.С. Анализ моделей управления сетевыми ресурсами в сетях 5G // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Т. 17. № 5. С.32–41. DOI:10.36724/2072-8735-2023-17-5-32-41. EDN:UEIDEK
11. Карташевский И.В., Волков А.Н., Киричек Р.В. Анализ среднего времени задержки в системе массового обслуживания при обработке коррелированного трафика // Электросвязь. 2019. № 3. С. 41–50. EDN:ZABEST

12. Киричек Р.В., Кулик В.А. Исследование и генерация трафика промышленного Интернета Вещей // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 3. С. 27–36. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-3-27-36. EDN:JQBTYU
13. Liao Z., Han G., Wang H., Liu L. Multistation-Based Collaborative Charging Strategy for High-Density Low-Power Sensing Nodes in Industrial Internet of Things // IEEE Internet of Things Journal. 2021. Vol. 8. Iss. 9. PP. 7575–7588. DOI:10.1109/JIOT.2020.3039556
14. Shen X., Liao W., Yin Q. A Novel Wireless Resource Management for the 6G-Enabled High-Density Internet of Things // IEEE Wireless Communications. 2022. Vol. 29. Iss. 1. PP. 32–39. DOI:10.1109/MWC.003.00311
15. Chen N., Okada M. Toward 6G Internet of Things and the Convergence With RoF System // IEEE Internet of Things Journal. 2021. Vol. 8. Iss. 11. PP. 8719–8733. DOI:10.1109/JIOT.2020.3047613
16. 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:IWAZO
17. Тонких Е.В. Анализ характеристик плотности устройств в сетях связи пятого поколения // Информационные технологии и телекоммуникации. 2020. Т. 8. № 1. С. 22–27. DOI:10.31854/2307-1303-2020-8-1-22-27. EDN:PBSLMR
18. Мутханна А.С.А. Модель интеграции граничных вычислений в структуру сети «воздух–земля» и метод выгрузки трафика для сетей Интернета Вещей высокой и сверхвысокой плотности // Труды учебных заведений связи. 2023. Т. 9. № 3. С. 42–59. DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-3-42-59. EDN:SBAHAR
19. Бушеленков С.Н., Парамонов А.И. Метод выбора маршрутов в беспроводной сети интернета вещей высокой плотности // Электросвязь. 2021. № 12. С. 14–20. DOI:10.34832/ELSV.2021.25.12.001. EDN:YJVLGZ
20. ГОСТ Р 53111-2008. Устойчивость функционирования сети связи общего пользования. Требования и методы проверки. М.: Стандартинформ, 2009.
21. ГОСТ 27.002-89. Надежность в технике. Основные понятия. Термины и определения.
22. Окунева Д.В. Исследование беспроводной сенсорной сети с мультимодальным распределением узлов на плоскости // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия: Естественные и технические науки. 2017. № 1. С. 9–13. EDN:XXBSJF
23. Нуриллоев И.Н., Парамонов А.И. Эффективная связность беспроводной сенсорной сети // Электросвязь. 2018. № 3. С. 68–74. EDN:YSIQIF
24. Черноуцкий И.Г. Методы оптимизации. Компьютерные технологии. СПб.: БХВ-Петербург, 2011. 384 с.
25. Wang N., Ho K. H., Pavlou G., Howarth M. A survey of routing optimization for Internet traffic engineering // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2008. Vol. 10. Iss. 1. PP. 36–56. DOI:10.1109/COMST.2008.4483669
26. Singh M., Baranwal G. Quality of Service (QoS) in Internet of Things // Proceedings of the 3rd International Conference on Internet of Things: Intelligent Innovation and Usage (IoT-SIU, Bhimtal, India, 23–24 February 2018). IEEE, 2018. DOI:10.1109/IOT-SIU.2018.8519862
27. Busetta C., Noor B., Cousin A., Mungla H. QoS in IoT Networks Based on Link Quality Prediction // Proceedings of the International Conference on Communications (ICC 2021, Montreal, Canada, 14–23 June 2021). IEEE, 2021. DOI:10.1109/ICC42927.2021.9500396

References

1. Kirichek R.V., Paramonov A.I., Prokopiev A.V., Koucheryavy A.E. The Investigation Evolution in the Wireless Sensor Networks Area. *Telecom IT*. 2014;2(4):29–41. (in Russ.) EDN:TKSXPT
2. Hammoudeh M., Newman R. Information extraction from sensor networks using the Watershed transform algorithm. *Information Fusion*. 2015;22:39–49. DOI:10.1016/j.inffus.2013.07.001
3. Basha A.R. A Review on Wireless Sensor Networks: Routing. *Wireless Personal Communications*. 2022;125(1):897–937. DOI:10.1007/s11277-022-09583-4
4. Madakam S., Ramaswamy R., Tripathi S. Internet of Things (IoT): A Literature Review. *Journal of Computer and Communications*. 2015;3(5):164–173. DOI:10.4236/jcc.2015.35021
5. Fadel E., Gungor V.C., Nassef L., Akkari N., Malik M.G.A., Almasri S., et al. A survey on wireless sensor networks for smart grid. *Computer Communications*. 2015;71:22–33. DOI:10.1016/j.comcom.2015.09.006
6. Laghari A.A., Wu K., Laghari R.A. Retraction Note: A Review and State of Art of Internet of Things (IoT). *Archives of Computational Methods in Engineering*. 2023;30:5105. DOI:10.1007/s11831-023-09985-y
7. Gulati K., Boddu R.S.K., Kapila D., Bangare S.L., Chandnani N., Saravanan G. A review paper on wireless sensor network techniques in Internet of Things (IoT). *Materials Today: Proceedings*. 2022;51(Part 1):161–165. DOI:10.1016/j.matpr.2021.05.067
8. Sobouti M.J., Rahimi Z., Mohajerzadeh A.H., Hosseini S.S.A., Ghanbari R., Marquez-Barja J.M., et al. Efficient Deployment of Small Cell Base Stations Mounted on Unmanned Aerial Vehicles for the Internet of Things Infrastructure. *IEEE Sensors Journal*. 2020;20(13):7460–7471. DOI:10.1109/JSEN.2020.2973320
9. Paramonov A., Bushelenkov S. Analysis of Methods to Increase the Efficiency of IoT Networks. *Telecom IT*. 2022;10(2):36–52. (in Russ.) DOI:10.31854/2307-1303-2022-10-2-36-52. EDN:JNZPDL
10. Elagin V.S., Vasin A.S. Analysis of Network Resource Scaling Models in 5G Network. *T-Comm*. 2023;17(5):32–41. (in Russ.) DOI:10.36724/2072-8735-2023-17-5-32-41. EDN:UEIDEK
11. Kartashevsky I.V., Volkov A.N., Kirichek R.V. Analysis of the Average Waiting Time in the Queuing System While Processing the Correlated Traffic. *Electrosvyaz*. 2019;3:41–50. (in Russ.) EDN:ZABEST
12. Kirichek R., Kulik V. Industrial Internet of Things Traffic Research and Generation. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(3):27–36. (In Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-3-27-36. EDN:JQBTYU

13. Liao Z., Han G., Wang H., Liu L. Multistation-Based Collaborative Charging Strategy for High-Density Low-Power Sensing Nodes in Industrial Internet of Things. *IEEE Internet of Things Journal*. 2021;8(9):7575–7588. DOI:10.1109/JIOT.2020.3039556
14. Shen X., Liao W., Yin Q. A Novel Wireless Resource Management for the 6G-Enabled High-Density Internet of Things. *IEEE Wireless Communications*. 2022;29(1):32–39. DOI:10.1109/MWC.003.00311
15. Chen N., Okada M. Toward 6G Internet of Things and the Convergence With RoF System. *IEEE Internet of Things Journal*. 2021;8(11):8719–8733. DOI: 10.1109/JIOT.2020.3047613
16. Tonkikh E.V., Paramonov A.I., Koucheryavy A.E. Analysis of Wireless High-Density IoT Network. *Electrosvyaz*. 2020;1:44–48. (in Russ.) DOI:10.34832/ELSV.2020.2.1.006. EDN:IWAHZO
17. Tonkikh E.V. The Dense of Devices Analysis for 5G Networks. *Telecom IT*. 2020;8(1):22–27. (in Russ.) DOI:10.31854/2307-1303-2020-8-1-22-27. EDN:PBSLMR
18. Muthanna A.S.A. A Model for Integrating Edge Computing into an Air-Ground Network Structure and Offloading Traffic Method for High and Ultra-High Densities Internet of Things Networks. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2023;9(3):42–59. DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-3-42-59. EDN:SBAHAR
19. Bushelenkov S.N., Paramonov A.I. Route Selection Method for High-Density Wireless IoT Network. *Electrosvyaz*. 2021;12: 14–20. (in Russ.) DOI:10.34832/ELSV.2021.25.12.001. EDN:YJVLGZ
20. GOST R 53111-2008. *Stability of the functioning of the public communication network. Requirements and verification methods*. Moscow: Standartinform Publ.; 2009. (in Russ.)
21. GOST 27.002-89. *Industrial product dependability. General concepts. Terms and definitions*. (in Russ.)
22. Okuneva D. Research of a wireless sensor network with multimodal distribution of nodes on a plane. *Modern Science: actual problems of theory and practice. Series: Natural and Technical Sciences*. 2017;1:9–13. (in Russ.) EDN:XXBSJF
23. Nurilloev I.N., Paramonov A.I. Effective Connectivity Parameter of the Wireless Sensor Network. *Electrosvyaz*. 2018;3: 68–74. (in Russ.) EDN:YSIQIF
24. Chernorutsky I.G. *Optimization Methods. Computer Technologies*. St. Petersburg: BHV-Petersburg Publ.; 2011. 384 p. (in Russ.)
25. Wang N., Ho K. H., Pavlou G., Howarth M. A survey of routing optimization for Internet traffic engineering. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 2008;10(1):36–56. DOI:10.1109/COMST.2008.4483669
26. Singh M., Baranwal G. Quality of Service (QoS) in Internet of Things. *Proceedings of the 3rd International Conference on Internet of Things: Intelligent Innovation and Usage, IoT-SIU, 23–24 February 2018, Bhimtal, India*. IEEE; 2018. DOI:10.1109/IoT-SIU.2018.8519862
27. Busetta C., Noor B., Cousin A., Mungla H. QoS in IoT Networks Based on Link Quality Prediction. *Proceedings of the International Conference on Communications, ICC 2021, 14–23 June 2021, Montreal, Canada*. IEEE; 2021. DOI:10.1109/ICC42927.2021.9500396

Статья поступила в редакцию 12.03.2024; одобрена после рецензирования 09.04.2024; принята к публикации 11.04.2024.

The article was submitted 12.03.2024; approved after reviewing 09.04.2024; accepted for publication 11.04.2024.

Информация об авторах:

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>

ОКУНЕВА
Дарина Владимировна

кандидат технических наук, доцент кафедры программной инженерии и вычислительной техники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
 <https://orcid.org/0009-0005-4241-8784>

ПАРАМОНОВ
Александр Иванович

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/0000-0002-4104-3504>

ХОАНГ
Фыок 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>

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 004.056.53

DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-76-82



Анализ спектральных характеристик результатов матричного маскирования изображений

Евгений Константинович Григорьев, ev.grig95@gmail.com

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения,
Санкт-Петербург, 190000, Российская Федерация

Аннотация: В работе описаны результаты вычислительного эксперимента по оценке возможности извлечения полезной информации, в случае если отправленное по открытому каналу маскированное при помощи квазиортогональных матриц изображение стало доступно третьей стороне. Рассмотрены матрицы симметричной и циклической структуры, а именно матрицы Адамара и Мерсенна. Полученные результаты подтверждают данные о том, что маскирование изображений матрицей малых размеров оставляет на результирующем изображении характерный контур исходного изображения. Однако с увеличением размера матрицы маскирования каждая из рассмотренных в работе матриц при визуальном анализе надежно скрывает исходное изображение. При маскировании симметричными матрицами Мерсенна – Уолша и циклическими матрицами Мерсенна на основе модифицированных M -последовательностей достигается лучшая спектральная скрытность маскированных изображений в сравнении с матрицами Адамара. Матрицы Мерсенна циклической структуры при равенстве размеров изображения и матрицы маскирования приводят фазовый спектр маскированного изображения к виду, близкому по спектру к равномерному шуму, что делает их применение более предпочтительным, исходя из соображений о том, что зрительная система человека крайне чувствительна к фазо-частотным искажениям визуальной информации.

Ключевые слова: квазиортогональные матрицы, матричное маскирование изображений, матрицы Адамара, матрицы Мерсенна

Источник финансирования: работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, соглашение № FSRF-2023-0003.

Ссылка для цитирования: Григорьев Е.К. Анализ спектральных характеристик результатов матричного маскирования изображений // Труды учебных заведений связи. 2024. Т. 10. № 2. С. 76–82. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-76-82. EDN:TUWNCW

Spectral Characteristics Analysis of Images Matrix Masking Results

Evgeniy Grigoriev, ev.grig95@gmail.com

Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation,
St. Petersburg, 190000, Russian Federation

Abstract: The article describes the results of a computational experiment to assess the capabilities of extracting useful information if an image masked by quasi-orthogonal matrices sent over an open channel became available to a third party. Hadamard and Mersenne matrices of symmetric and cyclic structure are considered. The results confirm the data that images masked by small-sized matrix leaves edges of the original image on the masked image. However, with

an increase in the size of the masking matrix, all considered in the article matrices reliably hides the original image during visual analysis. Masking by symmetric Mersenne-Walsh matrices and cyclic Mersenne matrices based on modified M-sequences provides better spectral secrecy of masked images in comparison with Hadamard matrices. Mersenne matrices of cyclic structure, with equal sizes of the image and the masking matrix, bring the phase spectrum of the masked image to a form close in spectrum to uniform noise, which makes their use more preferable based on the considerations that the human visual system is extremely sensitive to phase-frequency distortions of the visual information.

Keywords: quasi-orthogonal matrices, images matrix masking, Hadamard matrices, Mersenne matrices

Funding: the work was supported by the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation, agreement No. FSRF-2023-0003.

For citation: Grigoriev E. Spectral Characteristics Analysis of Images Matrix Masking Results. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2024;10(2):76–82. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-76-82. EDN:TUWNCW

Введение

В настоящее время с развитием интернета и телекоммуникаций обеспечение конфиденциальности передаваемой информации является актуальной задачей. Развитие теории ортогональных и экстремальных [1] матриц расширяет возможности их применения, в том числе в задачах обеспечения конфиденциальности цифровой информации с небольшим временем актуальности, например, изображений [2] или аудиофайлов [3].

В области обеспечения конфиденциальности визуальной информации с использованием матричных методов известно [4] использование матриц с комплексными значениями элементов, а также матриц Адамара [5, 6]. К достоинствам обоих подходов следует отнести ортогональность формируемых матриц, для которых нахождение обратной матрицы заменяется транспонированием. Следует также заметить, что матрицы Адамара являются двухуровневыми или модульно одноуровневыми [7]; это позволяет оптимизировать объем памяти, используемой для вычислений, однако их применение ограничено порядками числовой последовательности $4t$, где t – натуральное число, с существованием проблемных порядков (например 668), что может быть критично для изображений высокого разрешения, например, HD, Quad HD или 4K. В свою очередь матрицы с комплексными значениями элементов существуют на большем числе порядков, однако обладают большим количеством уровней.

Отдельно следует выделить работы [8–10], посвященные матричному маскированию [2] визуальной информации квазиортогональными структурированными матрицами. Во-первых, в них используется простой математический аппарат, обеспечивающий требуемое качество результата, в том числе в режиме реального времени [9]. Во-вторых, для методов матричного маскирования проработаны вопросы оценки устойчивости к искажениям и сжатию передаваемой информации [10]. В-третьих, используемые для маскирования матрицы

являются обобщением матриц Адамара [1], и существуют на всех остальных порядках [11], что открывает возможности маскирования изображений любых размеров. Тем не менее, ранее в научной литературе не рассматривался вопрос возможности извлечения полезной информации в случае, если передаваемое маскированное квазиортогональной матрицей изображение стало доступно третьей стороне, что и является целью настоящей работы.

Матричное маскирование изображений

Матричное маскирование как способ обеспечения конфиденциальности визуальной цифровой информации [2], имеющей короткий срок актуальности, может осуществляться в двух вариантах. Первый – одностороннее маскирование, при котором исходное изображение (или фрагмент изображения) X_n размера $n \times n$ умножается на матрицу M_n того же размера в виде (1), где Y_n – передаваемое по коммуникационному каналу в цифровом виде защищенное изображение.

Второй вариант – двустороннее маскирование, при котором исходное изображение (или его фрагмент) умножается на матрицу M_n слева и транспонированную матрицу M_n^T справа в виде (2).

$$Y_n = X_n M_n. \quad (1)$$

$$Y_n = M_n X_n M_n^T. \quad (2)$$

Обратные преобразования для получения исходного изображения при одностороннем и двустороннем маскировании выполняются как:

$$X_n = Y_n (M_n)^{-1}, \quad (3)$$

$$X_n = (M_n)^{-1} Y_n (M_n^T)^{-1}. \quad (4)$$

Как уже отмечалось выше, использование для маскирования ортогональных или квазиортогональных матриц M_n , для которых $(M_n)^{-1} = M_n^T$, упрощает обратные преобразование по (3 и 4).

Для эффективной реализации на процессорах цифровой обработки сигналов и ПЛИС преимущество имеют матрицы Адамара и матрицы Мерсенна

как матрицы с двумя значениями элементов (уровней) $\{1, -1\}$ и $\{1, -b\}$, соответственно [8]. Дополнительное преимущество при реализации маскирования/демаскирования имеют такие матрицы симметричной или циклической структур [3, 9]. Для анализа результатов маскирования в работе были выбраны матрицы, представленные в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Используемые матрицы

TABLE 1. Matrices Used

№	Матрица	Структура	Уровни
1	Адамара, вычисленная методом Сильвестра	Симметричная	+1, -1
2	Адамара, структурированная по Уолшу	Симметричная	+1, -1
3	Мерсенна, структурированная по Уолшу [7]	Симметричная	+1, -b
4	Мерсенна, структурированная по Уолшу, модульно двухуровневая [7]	Симметричная	+1, -1, b, -b
5	Мерсенна, на основе модифицированных M-последовательностей [12]	Циклическая	+1, -b

Описание вычислительного эксперимента

Одним из основных методов анализа изображений и сигналов является их спектральный анализ, в основе которого лежит аппарат дискретного преобразования Фурье (ДПФ) [13–14]. Велика вероятность, что доступное третьей стороне изображение может быть подвергнуто анализу с использованием алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ).

Вычислительный эксперимент, при котором изображения подвергались одностороннему и двустороннему маскированию матрицами, указанными в таблице 1, проводился в пакете компьютерного моделирования MATLAB следующим образом.

1) Маскирование тестового изображения осуществлялось по формулам (1 и 2) матрицами Адамара порядков 2^t : 8, 16, 32, 64, 128, 256, 512 и матрицами Мерсенна порядков $2^t - 1$: 7, 15, 31, 63, 127, 255, 511. Следует сразу оговорить, что при размере M_n меньше размера тестового изображения маскирование осуществлялось блоками, соответствующими размерам M_n . При маскировании матрицами Мерсенна для корректного разделения изображения на блоки оно дополнялось единицами, а для M_n размером 511×511 в исходном изображении был удален столбец 512 и строка 512.

2) Результат маскирования выводился в виде изображения для его визуального анализа.

3) При помощи, встроенной в пакет MATLAB функции `fft2()`, вычислялся двумерный Фурье-спектр маскированного изображения. Вычислялся амплитудный и фазовый спектр маскированного изображения. Осуществлялось построение соответствующих графиков.

4) Осуществлялась попытка восстановить исходное изображение только по информации, содержащейся в фазовом спектре маскированного изображения, исходя из соображений о важности фазы в задании формы исходного изображения [14].

5) В качестве тестового изображения выбрано широко используемое изображение `Lena.jpg` [15], переведенное в градации серого. Размер изображения 512×512 пикселей. Он определялся с учетом линейки порядков матриц, использованных в эксперименте.

Результаты эксперимента

Итоги эксперимента подтвердили известные положения о том, что при небольшом размере M_n в результирующем маскированном изображении данные, хотя и значительно отличаются от исходных численно, однако при визуальном анализе на них определяются контуры объектов, что, благодаря ассоциативности зрительного аппарата человека, обеспечивает возможность их идентификации [16].

Однако проведение эксперимента позволило получить новые результаты, представляющие значительный интерес. Например, при одностороннем маскировании матрицами 1, 2 и 4, приведенными в таблице 1, из графиков амплитудного и фазового спектров извлекаема информация о размере матрицы маскирования (см. рисунок 1). Здесь размеры M_n : 16×16 для матриц Адамара и Адамара – Уолша и 15×15 для матрицы Мерсенна – Уолша. В случае двустороннего маскирования результат становится еще более наглядным, и это демонстрируется амплитудными спектрами изображения. При этом маскирование матрицами 3 и 5 из таблицы 1 не позволяет определить размер M_n ни по амплитудному, ни по фазовому спектру.

Результаты спектральных характеристик тестового изображения при его одностороннем и двустороннем маскировании всеми матрицами, приведенными в таблице 1, представлены в таблице 2.

Анализ научной литературы по теме матричного маскирования визуальной информации показывает, что на данный момент не существует универсальной метрики оценки качества маскирования. В связи с этим с целью получения субъективной оценки критериев «наличие контура» и «наличие контуров исходного изображения при восстановлении только по фазовому спектру» для визуального анализа маскированных изображений были привлечены 5 независимых испытуемых. При этом испытуемым не было известно ни исходное изображение, ни алгоритм маскирования изображения. Изображения выдавались для визуального анализа от большего размера матрицы маскирования к меньшему. Оценка «+» ставилась, если большинство испытуемых верно определили наличие контура исходного изображения, в противном случае ставилась оценка «-».

ТАБЛИЦА 2. Результаты, полученные при одностороннем / двустороннем маскировании

TABLE 2. Obtained Results with One-Sided / Two-Sided Masking

Параметры	Размер матрицы						
	8 × 8	16 × 16	32 × 32	64 × 64	128 × 128	256 × 256	512 × 512
<i>Матрица Адамара, вычисленная методом Сильвестра</i>							
Наличие контура	+ / +	+ / +	+ / +	- / -	- / -	- / -	- / -
Наличие закономерностей в амплитудном спектре	+ / +	+ / +	+ / +	+ / +	+ / +	+ / +	- / -
Наличие закономерностей в фазовом спектре	+ / +	+ / +	+ / -	+ / -	+ / -	+ / -	- / -
Наличие контуров исходного изображения при восстановлении только по фазовому спектру	+ / +	+ / -	+ / -	- / -	- / -	- / -	- / -
<i>Матрица Адамара, структурированная по Уолшу</i>							
Наличие контура	+ / +	+ / +	+ / +	- / -	- / -	- / -	- / -
Наличие закономерностей в амплитудном спектре	+ / +	+ / +	+ / +	+ / +	+ / +	+ / +	- / -
Наличие закономерностей в фазовом спектре	+ / +	+ / +	+ / +	+ / +	+ / -	+ / -	- / -
Наличие контуров исходного изображения при восстановлении только по фазовому спектру	+ / +	+ / -	+ / -	- / -	- / -	- / -	- / -
<i>Матрица Мерсенна структурированная по Уолшу (2-х уровневая)</i>							
Наличие контура	+ / +	+ / +	+ / +	- / -	- / -	- / -	- / -
Наличие закономерностей в амплитудном спектре	- / +	- / -	- / -	- / -	- / -	- / -	- / -
Наличие закономерностей в фазовом спектре	- / -	- / -	- / -	- / -	- / -	- / -	- / -
Наличие контуров исходного изображения при восстановлении только по фазовому спектру	+ / +	+ / +	- / -	- / -	- / -	- / -	- / -
<i>Матрица Мерсенна структурированная по Уолшу (модульно 2-х уровневая)</i>							
Наличие контура	+ / +	+ / +	+ / +	- / -	- / -	- / -	- / -
Наличие закономерностей в амплитудном спектре	+ / +	+ / +	+ / +	+ / +	+ / +	+ / -	- / -
Наличие закономерностей в фазовом спектре	+ / +	+ / +	+ / +	- / +	- / -	- / -	- / -
Наличие контуров исходного изображения при восстановлении только по фазовому спектру	+ / +	+ / -	- / -	- / -	- / -	- / -	- / -
<i>Матрица на основе модифицированной М-последовательности</i>							
Наличие контура	+ / +	+ / +	+ / +	+ / +	+ / -	+ / -	+ / -
Наличие закономерностей в амплитудном спектре	- / -	- / -	- / -	- / -	- / -	- / -	- / -
Наличие закономерностей в фазовом спектре	- / -	- / -	- / -	- / -	- / -	- / -	- / -
Наличие контуров исходного изображения при восстановлении только по фазовому спектру	+ / +	+ / +	+ / -	- / -	- / -	- / -	- / -

Выбор данных критериев обусловлен теми фактами, что, во-первых, наиболее важную информацию об изображениях содержат их контуры. При этом отметим, что другие компоненты изображения, такие как, например, градиентные или текстурные, также важны, но играют меньшую роль [17], а во-вторых, тем, что именно в фазовом спектре изображений заключена информация о наличии и положении световых границ (контуров) изображения [14, 17]. Критерии «наличие закономерностей в амплитудном спектре» и «наличие закономерностей в фазовом спектре» обусловлены целью настоящей работы и оценки по ним выставлялись автором самостоятельно на основе визуального анализа, аналогично тому, что было описано для рисунка 1.

Дополнительно в рамках проведения эксперимента было выявлено, что при маскировании по (2), матрицей циклической структуры в случае одинакового размера изображения X_n , и матрицы маскирования M_n фазовый спектр маскированного изображения преобразуется к шумоподобному виду, равномерно распределенному на интервале $[-\pi; +\pi]$. В качестве примера на рисунке 2 приведены фазовые спектры исходного изображения, маскированного матрицей на основе модифицированной М-последовательности и матрицы элементы которой равномерно распределены на интервале $[-\pi; +\pi]$, полученной при помощи функции `unifrnd()` системы MATLAB.

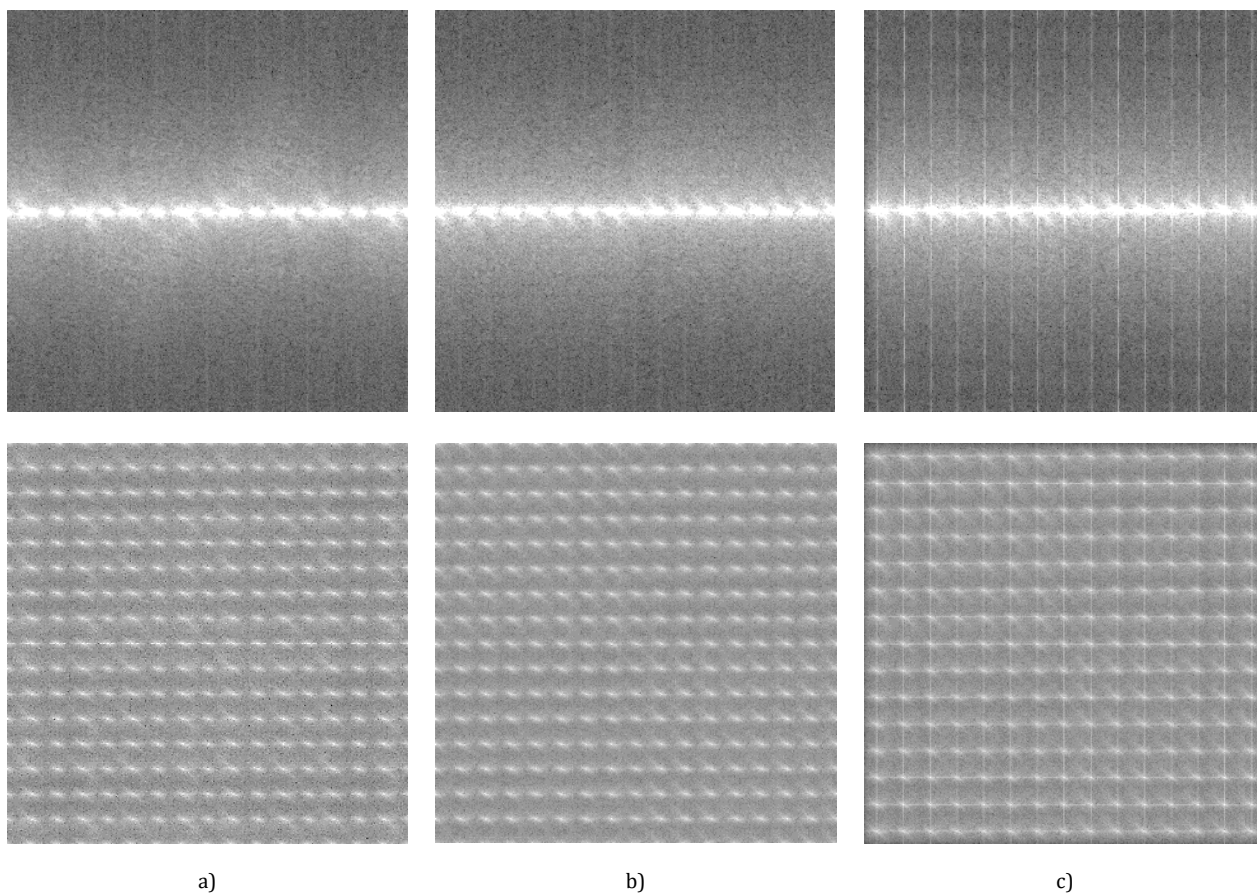


Рис. 1. Двумерные амплитудные спектры изображения при одностороннем (сверху) и двустороннем (снизу) маскировании: а) матрицей Адамара; б) матрицей Адамара – Уолша; в) модульно двухуровневой матрицей Мерсенна – Уолша

Fig. 1. Two-Dimensional Amplitude Spectrums of Image with One-Sided / Two-Sided Masking:
a) Hadamard Matrix; b) Hadamard-Walsh Matrix; c) Modular Two-Level Mersenne-Walsh Matrix

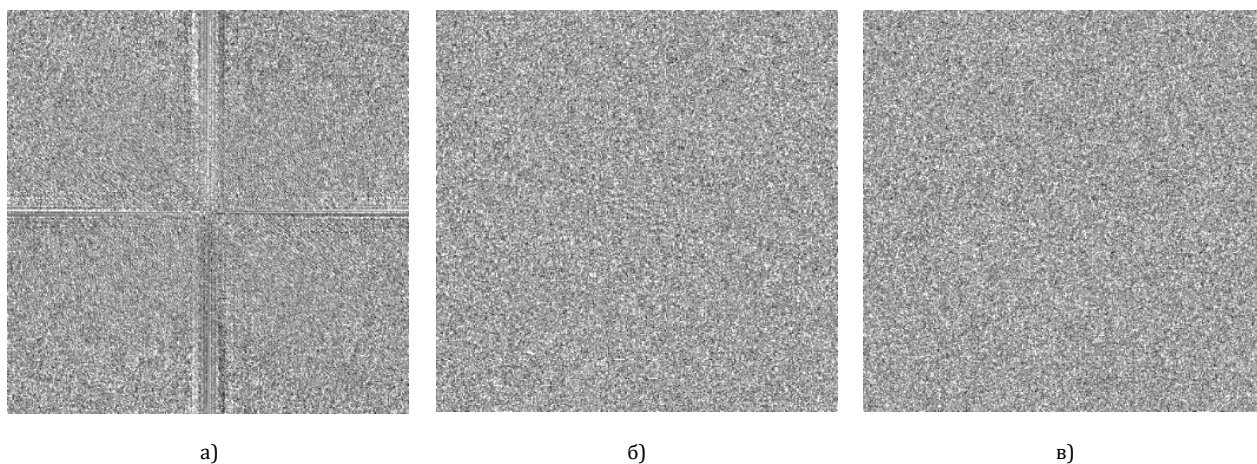


Рис. 2. Двумерный фазовый спектр: а) исходное изображение; б) маскированное циклической матрицей; в) матрица, элементы которой равномерно распределены в интервале $[-\pi; +\pi]$

Fig. 2. Two-Dimensional Phase Spectrum a) Original Image; b) Masked by Cyclic Matrix;
c) Matrix with Elements Uniformly Distributed on the Interval $[-\pi; +\pi]$

Размер каждой матрицы 511×511 . В дополнение к визуальному анализу двумерного фазового спектра изображения, маскированного циклической матрицей, при помощи критериев согласия Колмогорова – Смирнова и Пирсона была проверена гипотеза H_0 – последовательность, сформированная

из элементов матрицы фазового спектра, принадлежит равномерному закону распределения с параметрами $a = -\pi$, $b = +\pi$, с уровнем значимости 0.05. Оба критерия не отвергают нулевую гипотезу на заданном уровне значимости.

Заключение

Матричное маскирование является быстрым и математически простым способом защитного кодирования визуальной информации, передаваемой по каналам связи.

Результаты, полученные в данной работе, подтверждают данные о том, что маскирование изображений матрицей малых размеров оставляет на результирующем изображении характерный контур исходного изображения. Однако, с увеличением размера M_n каждая из рассмотренных в работе матриц при визуальном анализе надежно скрывает исходное изображение. В случае матричного маскирования допустимо увеличение размера M_n , поскольку математически простые вычисления по (1) и (2) не приводят к значительному замедлению алгоритма маскирования.

Результаты проведенного вычислительного эксперимента показывают большую достигаемую спектральную скрытность изображений, маскированных двухуровневыми матрицами Мерсенна – Уолша, а также матрицами Мерсенна, полученными на основе M -последовательностей.

Матрицы Мерсенна на основе модифицированных M -последовательностей, циклической структуры при равенстве размеров изображения и матрицы маскирования приводят фазовый спектр передаваемого по каналу связи изображения к виду, близкому по спектру к белому равномерному шуму, что делает их применение более предпочтительным исходя из соображений о том, что зрительная система человека крайне чувствительна к искажениям фазового спектра визуальной информации.

Дальнейшие работы по данной теме предполагают разработку подхода к оценке качества маскирования визуальной информации, поскольку на данный момент в научной литературе отсутствуют сведения о существовании универсальной метрики разрушения структуры подобных данных, учитывающих особенности визуального восприятия человека. Полученные в рамках данной работы результаты спектрального анализа органично вписываются в решение данной задачи, поскольку позволяют из широкого набора маскирующих матриц выбрать для последующих работ только наиболее эффективные.

Список источников

1. Балонин Н.А., Сергеев М.Б. Матрицы локального максимума детерминанта // Информационно-управляющие системы. 2014. Т. 1. № 68. С. 2–15. EDN:RYEXEH
2. Востриков А.А., Сергеев М.Б., Литвинов М.Ю. Маскирование цифровой визуальной информации: термин и основные определения // Информационно-управляющие системы. 2015. Т. 5. № 78. С. 116–123. DOI:10.15217/issn1684-8853.2015.5.116. EDN:UQFATJ
3. Григорьев Е.К., Сергеев А.М. Оценка качества матричного маскирования цифровых звуковых данных // Труды учебных заведений связи. 2023. Т. 9. № 3. С. 6–13. DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-3-6-13. EDN:AJFFXQ
4. Гришенцев А.Ю., Коробейников А.Г. Алгоритм поиска, некоторые свойства и применение матриц с комплексными значениями элементов для стеганографии и синтеза широкополосных сигналов // Журнал радиоэлектроники. 2016. № 5. С. 9. EDN:WNDAOR
5. Фролов А.А., Чобаль А.И., Ризак В.М. Шифрование цветных изображений с использованием матриц Адамара // Захист інформації. 2019. Т. 21. № 4. С. 241–246. DOI:10.18372/2410-7840.21.14312. EDN:WHUZFD
6. Yuan X., Zhang L., Chen J. Multiple-image encryption scheme based on ghost imaging of Hadamard matrix and spatial multiplexing // Applied Physics. 2019. Vol. 125. P. 174. DOI:10.1007/s00340-019-7286-9
7. Сергеев А.М. Структурированные по Уолшу двухуровневые и модульно двухуровневые квазиортогональные матрицы для маскирования изображений // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2023. Т. 66. № 5. С. 399–408. DOI:10.17586/0021-3454-2023-66-5-399-408. EDN:SVIYSL
8. Сергеев А.М. Связь симметрии и антисимметрии квазиортогональных циклических матриц с простыми числами // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 4. С. 14–19. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-4-14-19. EDN:PXAZIG
9. Востриков А.А., Мишура О.В., Сергеев А.М., Чернышев С.А. О выборе матриц для процедур маскирования и демаскирования изображений // Фундаментальные исследования. 2015. Т. 2. № 24. С. 5335–5339. EDN:UADDQR
10. Востриков А.А., Чернышев С.А. Об оценке устойчивости к искажениям изображений, маскированных M -матрицами // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2013. Т. 5. № 87. С. 99–103. EDN:RBXRDX
11. Балонин Н.А., Сергеев М.Б. Критские матрицы Одина и Тени, сопровождающие простые числа и их степени // Информационно-управляющие системы. 2022. № 1(116). С. 2–7. DOI:10.31799/1684-8853-2022-1-2-7. EDN:LTLVEM
12. Григорьев Е.К., Ненашев В.А., Сергеев А.М., Самохина Е.В. Поиск и модификация кодовых последовательностей на основе персимметричных квазиортогональных циркулянтов // Телекоммуникации. 2020. № 10. С. 27–33. EDN:EGQMAS
13. Чекотило Е.Ю., Кузнецов П.К. Спектральный анализ вероятностных характеристик изображений // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия: Физико-математические науки. 2006. № 42. С. 212–215. EDN:IPKLTV
14. Gonzalez R., Woods R. Digital Image Processing. New York: Pearson Publ., 2017. 1192 p.
15. The Lenna Story. URL: <http://lenna.org> (дата обращения 19.03.2024).
16. Ерош И.Л., Сергеев А.М., Филатов Г.П. О защите цифровых изображений при передаче по каналам связи // Информационно-управляющие системы. 2007. Т. 5. № 30. С. 20–22. EDN:ITVYKT
17. Красильников Н.Н. Теория передачи и восприятия изображений. М.: Радио и связь, 1986. 246 с.

References

1. Balonin N., Sergeev M. Local Maximum Determinant Matrices. *Information and control systems*. 2014;1(68):2–15. (in Russ.) EDN:RYEXEH
2. Vostrikov A., Sergeev M., Litvinov A. Masking of Digital Visual Data: the Term and Basic Definitions. *Information and control systems*. 2015;5(78):116–123. (in Russ.) DOI:10.15217/issn1684-8853.2015.5.116. EDN:UQFATJ
3. Grigoriev E., Sergeev A. Quality Analysis of Matrix Masking of Digital Audio Data. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2023;9(3):6–13. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-3-6-13. EDN:AJFFXQ
4. Grishancev A., Korobeinikov A. Search algorithm, some properties and application of matrices with complex element values for steganography and synthesis of broadband signals. *Journal of Radio Electronics*. 2016;5:9. (in Russ.) EDN:WNSAOR
5. Frolov A., Chobal A., Rizak V. Encryption of color images using Hadamard matrices. *Ukrainian information security research journal*. 2019;21(4):241–246. (in Russ.) DOI:10.18372/2410-7840.21.14312. EDN:WHUZFD
6. Yuan X., Zhang L., Chen J., Zhang D. Multiple-image encryption scheme based on ghost imaging of Hadamard matrix and spatial multiplexing. *Applied Physics B*. 2019;125:174. DOI:10.1007/s00340-019-7286-9
7. Sergeev A. Two-level and modularly two-level quasi-orthogonal Walsh-structured matrices for image masking. *Journal of Instrument Engineering*. 2023;66(5):399–408. (in Russ.) DOI:10.17586/0021-3454-2023-66-5-399-408. EDN:SVIYSL
8. Sergeev A. Interrelation of Symmetry and Antisymmetry of Quasi-Orthogonal Cyclic Matrices with Prime Numbers. *Proceedings of the Telecommun. Univ*. 2022;8(4):14–19. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-4-14-19. EDN:PXAZIG
9. Vostrikov A., Mishura O., Sergeev A., Chernyshev S. The choice of matrices for images masking and demasking procedures. *Fundamental research*. 2015;2(24):5335–5339. (in Russ.) EDN:UADDQR
10. Vostrikov A., Chernyshev S. On assessing the resistance to distortion of images masked by M-matrices. *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*. 2013;5(87):99–103. (in Russ.) EDN:RBXRDY
11. Balonin N., Sergeev M. Odin and Shadow Cretan matrices accompanying primes and their powers. *Information and control systems*. 2022;1(116):2–7. (in Russ.) DOI:10.31799/1684-8853-2022-1-2-7. EDN:LTLVEM
12. Grigoriev E., Nenashev V., Sergeev A., Samohina E. Search and Modification of Code Sequences Based on Persymmetric Quasi-Orthogonal Circulants. *Telecommunications*. 2020;10:27–33. (in Russ.) EDN:EGQMAS
13. Chekotilo E., Kuznetsov P. Spectral analysis of probabilistic characteristics of images. *Journal of Samara state technical university, ser. Physical and mathematical sciences*. 2006;42:212–215. (in Russ.) EDN:IPKLTB
14. Gonzalez R., Woods R. *Digital Image Processing*. New York: Pearson Publ.; 2017. 1192 p.
15. The Lenna Story. URL: <http://lenna.org> [Accessed 19.03.2024]
16. Erosh I., Sergeev A., Filatov G. Protection of Images During Transfer Via Communication Channels. *Information and control systems*. 2007;5(30):20–22. (in Russ.) EDN:ITVYKT
17. Krasilnikov N.N. Theory of image transmission and perception. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 1987. 656 p. (in Russ.) 1986. 246 c.

Статья поступила в редакцию 12.10.2023; одобрена после рецензирования 14.03.2024; принята к публикации 18.03.2024.

The article was submitted 12.10.2023; approved after reviewing 14.03.2024; accepted for publication 18.03.2024.

Информация об авторе:

ГРИГОРЬЕВ
Евгений Константинович

старший преподаватель кафедры вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения

 <https://orcid.org/0000-0001-5981-4074>

Научная статья

УДК 621.39

DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-83-91



Методика управления эффективностью технических систем

Константин Викторович Сазонов, cvviur6@mil.ru

Роман Леонидович Михайлов✉, cvviur6@mil.ru

Алексей Павлович Ратушин, cvviur6@mil.ru

Военный ордена Жукова университет радиоэлектроники,
Череповец, 162622, Российская Федерация

Аннотация: В настоящее время актуальной является задача выполнения технической системой целевой функции с минимальными затратами ресурса. Получение полезного эффекта технической системой зависит от множества факторов, которые, в свою очередь, могут послужить основой для формирования управляющего воздействия на функциональную часть системы. При этом необходимо учитывать и значимость полезного (целевого) эффекта в целях управления эффективностью технических систем. Целью данной статьи является описание инструментария, позволяющего адаптивно перераспределять ресурс, затрачиваемый на реализацию целенаправленного процесса в технической системе, исходя из требований потребительской функции и целевого эффекта. В результате проведенного исследования в статье предложена методика перераспределения ресурса технической системой в интересах управления ее эффективностью. Особенности методики является наглядность представления ее результатов, а также возможность применения при оценивании эффективности и управления ею применительно к различным типам технических систем, что позволит исследователям обосновать практическую значимость полученных результатов.

Ключевые слова: техническая система, эффективность, целенаправленный процесс, показатели качества, затрачиваемый ресурс

Ссылка для цитирования: Сазонов К.В., Михайлов Р.Л., Ратушин А.П. Методика управления эффективностью технических систем // Труды учебных заведений связи. 2024. Т. 10. № 2. С. 83–91. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-83-91. EDN:TYFBGV

Technical Systems Effectiveness Management Technique

Konstantin Sazonov, cvviur6@mil.ru

Roman Mikhailov✉, cvviur6@mil.ru

Aleksey Ratoushin, cvviur6@mil.ru

Military University of Radio Electronics,
Cherepovets, 162622, Russian Federation

Abstract: Currently, the task of performing a target function by a technical system with minimal resource costs is urgent. Obtaining the beneficial effect of a vehicle depends on many factors, which can become the basis for the formation of a control effect on the functional part of the system. At the same time, it is necessary to take into account the importance of a useful (target) effect in order to manage the technical systems effectiveness. The purpose of this article is to describe an instrument that allows adaptively redistributing the resource spent on the implementation of a purposeful process in the vehicle, based on the requirements of the consumer function and the target effect. As a result of the conducted research, the article proposes a technique for redistributing the resource of a technical system in the interests of its effectiveness management. The features of the presented technique are the visibility of its results

presentation, as well as the possibility of application in evaluating the effectiveness and it's management in relation to various types of technical systems, which will allow to substantiate the practical significance of obtained results.

For citation: Sazonov K., Mikhailov R., Ratoushin A. Technical Systems Effectiveness Management Technique. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2024;10(2):83–91. (In Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-83-91. EDN:TYFBGV

Введение

В настоящее время любая область человеческой деятельности сталкивается с проблемой повышения эффективности применения технических систем (ТС). Очевидно, что научное обоснование данной проблемы возможно лишь на основе количественных методов. Количественное оценивание эффективности целенаправленного процесса (ЦП) применения ТС дает возможность на научной основе, с применением математических методов, решать проблему ее дальнейшего повышения. Кроме того, любые научные исследования, направленные на совершенствование ТС, в конечном счете необходимы для разрешения проблемной ситуации, в большинстве случаев заключающейся в несоответствии современного состояния науки (моделей, методов, методик) потребностям практики, а практическая значимость полученных результатов подтверждается именно приростом эффективности ЦП применения этой ТС.

В соответствии с [1, 2] исследование эффективности ЦП применения ТС представляет собой триединую задачу:

- оценивание эффективности ЦП применения ТС, включающую в себя расчет частных показателей, характеризующих этот процесс;
- анализ эффективности операции, т. е. обоснование показателя эффективности и сравнение соответствующих показателей различных ТС либо показателей одной ТС в различных условиях, сопутствующих этому применению;
- оптимальный синтез эффективной операции, т. е. определение наилучшей с позиции выбранного показателя эффективности стратегии применения ТС в конкретных (неизменных) условиях, сопутствующих этому применению.

Решение задачи оптимального синтеза эффективной операции в форме методики, по сути, позволяет осуществлять управление эффективностью ЦП применения ТС, что и является целью данной статьи. Вместе с тем, разрабатываемая методика должна решать все три вышеуказанные задачи и использоваться не только для обоснования наилучшей стратегии применения ТС, но и в качестве инструмента оценивания (сравнения) его эффективности для различных ТС на основе частных показателей ЦП.

В случае, когда речь идет о чем-то наилучшем, оптимальном, предполагается, что существует множество вариантов разрешения проблемной ситуации. При этом эффективность целенаправлен-

ной деятельности определяется как качеством ТС, так и качеством управляющих воздействий различных уровней на объект управления – функциональную часть этой ТС [1, 2].

Качество ТС – это ее свойство, обуславливающее пригодность для использования по назначению, применительно же к ЦП ее применения подобные его свойства – атрибуты называются операционными. Примерами качеств ТС применительно, например, к системам мониторинга, является состав, структура, масштабы данной системы, потенциальный объем информации об объектах, который можно получить с ее помощью и т. д. Операционными свойствами этой системы в процессе ЦП ее применения к определенному объекту являются своевременность, полнота и достоверность добываемой информации об объекте мониторинга.

Качество управляющих воздействий определяется обоснованностью стратегии ЦП применения ТС, под которой понимается определенная организация и способ проведения операции. Касаясь рассмотренного выше примера системы мониторинга, стратегия ее применения будет отражать такой порядок проведения операции (размещение элементов системы, их наведение на составные части объекта мониторинга и т. д.) при котором данная ТС, обладающая конкретными качествами, будет обладать требуемыми операционными свойствами в процессе ее ЦП. Таким образом, качество управляющих воздействий отражает степень оптимальности перевода качеств ТС в операционные свойства этой системы в процессе ее ЦП.

Каждое из операционных свойств ЦП применения ТС может быть описано количественно с помощью показателя, значение которого характеризует меру достижения максимального численного значения переменной, описывающей это свойство. В том случае, если имеется несколько операционных свойств и, соответственно, характеризующих их показателей, необходимо осуществить их свертку в один показатель результативности ЦП применения ТС, отражающий степень достижения цели. Как итог, интегральный показатель эффективности ЦП применения ТС должен основываться на множестве показателей, характеризующих как результативность, так и затраты на достижение целевого эффекта.

Затраты на достижение целевого эффекта (реализацию ЦП) можно описать через совокупность частных показателей. В классическом понимании они делятся на показатели ресурсоемкости и оперативности, а именно [1, 2]:

1) ресурсоемкость – расход операционных ресурсов на реализацию ЦП применения ТС, который может оцениваться числом требуемых технических средств, их стоимостью, количеством задействованного персонала и т. д.;

2) оперативность (своевременность) – расход времени, требуемого для получения целевого эффекта при реализации ЦП применения ТС.

При этом суммарная ресурсоемкость ЦП не может быть оценена каким-либо одним показателем, это связано с тем, что они находятся в обратно-пропорциональной зависимости. Так, например, использование двух одинаковых вычислительных машин увеличивает в два раза операционный ресурс и примерно в два раза снижает затрачиваемое на выполнение расчетных задач время.

Таким образом, целью данной работы является синтез универсальной методики, позволяющей не только оценить эффективность ТС либо сравнить эффективности нескольких ТС при реализации ЦП, но и обосновать пути ее повышения на основе маневра имеющимися ресурсами ТС (за счет повышения качества управляющих воздействий).

Анализ предметной области и постановка задачи исследования

Анализ исследований в предметной области показал, что основы методологии оценивания эффективности различных ТС при реализации ЦП изложены в трудах Г.Б. Петухова и представителей его научной школы [1, 2]. В них приведены основные понятия, связанные с эффективностью ТС, а также обоснован целевой показатель, отражающий вклад ТС в достижение целей функционирования вышестоящей системы (суперсистемы). Общие же подходы к управлению эффективностью посредством распределения (перераспределения) имеющихся в ТС ресурсов приведены в работах В.Г. Анисимова и Е.Г. Анисимова [3, 4]. Компиляция обоснованных в рамках вышеуказанных фундаментальных исследований результатов, по мнению авторов, и является той платформой, на основании которой необходимо осуществлять управление эффективностью ТС.

Подобный подход нашел свое отражение в трудах, посвященных совершенствованию различных ТС, а также оцениванию прироста целевого показателя функционирования этих ТС, т. е. их эффективности. В работах В.И. Владимирова и его учеников (например, [5]) изложены подходы к оцениванию эффективности таких ТС, как системы связи и радиоэлектронной борьбы, находящихся между собой в состоянии двустороннего информационного конфликта. Труды научной школы В.А. Липатникова (например, [6, 7]) посвящены оцениванию эффективности систем информационной безопасности в условиях одностороннего конфликтного взаимодействия с внешним источником деструктивного воздействия (злоумышленником). Схожие вопросы

применительно к АСУ военного назначения исследованы в работах А.А. Бойко [8], Л.Е. Мистрова [9] и И.И. Чукляева [10]. В работах С.И. Макаренко [11], О.С. Лауты [12] и Д.А. Тавалинского [13] рассмотрены вопросы оценивания эффективности противостоящих в ходе информационного конфликта телекоммуникационных систем и систем радиомониторинга, при этом авторами предложены различные целевые показатели этих систем и показана их взаимосвязь. Вопросы методических требований к оцениванию эффективности разрабатываемых в рамках диссертационных исследований ТС военного назначения подробно изложены в работе [14], при этом показана взаимосвязь между целевым показателем эффективности этой ТС и формальной постановкой научной задачи.

Таким образом, в настоящее время имеется достаточно большое число исследований, посвященных оцениванию эффективности ЦП применения ТС, однако область их использования ограничена сферами деятельности этих ТС и показателями качества ТС. В целом, данная работа является дальнейшим развитием исследований авторов [15–18] и призвана, в том числе, обеспечить исследователей наглядным инструментарием, позволяющим им, в приложении к конкретной предметной области, обосновать практическую значимость полученных результатов.

Исходные математические посылки

Последовательно рассмотрим подход к оцениванию эффективности ЦП применения ТС и управления ею, использованные при разработке предлагаемой методики.

Как показано выше, стратегия ЦП применения ТС определяет, с учетом качеств этой ТС, сам порядок достижения целей, стоящих перед ТС. Иными словами, каждая из возможных стратегий должна описывать порядок использования элементов ТС, т. е. реализовывать их оптимальное распределение по частным задачам, которые, в свою очередь, в своей совокупности (при последовательном или параллельном их решении) определяют цель применения ТС. Как показано в работах [3, 4] применительно к широкому классу ТС и сфер их применения подобная задача может быть формализована в виде выражения:

$$F_j(\delta) = \max_{\delta} \sum_{m=1}^M f_m(\delta), \quad (1)$$

где $F_j(\delta)$ – функция, определяющая значение j -го показателя, характеризующего операционные свойства ТС в процессе ее ЦП; δ – множество качеств (ресурсов) ТС; $f_m(\delta)$ – функция, отображающая прирост $F_j(\delta)$ при выполнении m -й задачи в ходе ЦП применения ТС.

Анализ, приведенный в работе [4], показывает, что решение задачи (1) применительно к конкретным ТС можно получить посредством использования метода ветвей и границ, метода динамического программирования и ряда алгоритмов, основанных на методе Маннэ. Отличительной особенностью данных методов и алгоритмов является последовательное назначение единиц ресурсов (элементов ТС) по объектам использования в интересах обеспечения на каждом шаге максимального приращения функции (1).

С учетом того факта, что зависимость каждого из показателей, характеризующих операционные свойства ТС в процессе ее ЦП, от реализованной стратегии принимает различный вид, предлагается следующий подход. Необходимо определить стратегии, каждая из которых позволяет максимизировать один из показателей, характеризующих операционные свойства ТС в процессе ее ЦП. Как показано в работе [4], необходимым и достаточным условием существования подобной стратегии является неубывающий и выпуклый кверху характер функции $f_m(\delta)$. В дальнейшем на основе свертки данных показателей получим значение показателя результативности ТС, которое, в свою очередь, совместно с показателями ресурсоемкости и оперативности позволит перейти к оцениванию эффективности ЦП применения ТС в целом.

Свертка показателей, характеризующих операционные свойства ТС в процессе ее ЦП, в значение результативности осуществляется следующим образом. Пусть имеется n показателей d_n , характеризующих операционные свойства ТС в процессе ее ЦП. В качестве меры оценивания результативности v предлагается использовать значение евклидова расстояния от начала координат до точки в n -мерном пространстве, каждая из координат которой соответствует показателю, характеризующему одно из операционных свойств ТС в процессе ее ЦП:

$$v = \sqrt{d_1^2 + d_2^2 + \dots + d_n^2},$$

где d_n – значение n -го показателя, характеризующего операционные свойства ТС в процессе ее ЦП.

Пример расчета значения результативности v для случая, когда имеются три показателя: d_1, d_2, d_3 , характеризующие операционные свойства ТС в процессе ее ЦП ($n = 3$), представлен на рисунке 1. В качестве показателя результативности ЦП применения ТС предлагается использовать количественную оценку степени недостижения максимально возможного значения результативности. Например, за установленное время вычислителем было обработано 80 расчетных задач из 100 возможных, следовательно, степень недостижения максимально возможного значения результативности при реализации ЦП соответствует 20.

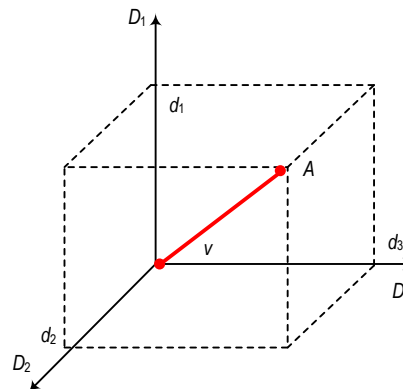


Рис. 1. Пример расчета значения результативности ТС при $n = 3$

Fig. 1. An Example of Technical System Performance Calculating, $n = 3$

Таким образом, значение показателя результативности V определяется посредством вычитания из максимально достижимого (заданного) значения результативности значения:

$$V = v_{\max} - v. \quad (2)$$

Отсюда следует вывод, что показатель результативности для идеального ЦП применения ТС (обладающей максимальным значением результативности) равен нулю:

$$V_{\text{ид}} = v_{\max} - v_{\max} = 0.$$

В соответствии с [1, 2] свертка H частных (единичных) показателей ресурсоемкости осуществляется в соответствии с выражением:

$$R = \sum_{h=1}^H B_h r_h, \quad (3)$$

где R – значение показателя ресурсоемкости ЦП применения ТС; r_h – значение h -го частного показателя ресурсоемкости ЦП применения ТС; B_h – весовой коэффициент h -го частного показателя ресурсоемкости ЦП применения ТС (задаются, как правило, экспертным путем для всех r_h).

В свою очередь показатель оперативности определяется как [1, 2]:

$$T = \sum_{s=1}^S t_s \text{ или } t = \max\{t_1, t_2, \dots, t_S\}, \quad (4)$$

где T – значение показателя оперативности ЦП применения ТС; t_s – временные затраты на выполнении s -й частной задачи в ходе ЦП применения ТС; S – общее количество частных задач в ходе ЦП применения ТС.

Таким образом, эффективность ЦП применения ТС характеризуется одним или несколькими операционными свойствами ТС, определяющими результативность этого ЦП, а также ресурсоемкостью и оперативностью достижения целевого эффекта, т. е. определяется их совокупностью – комплексом, включающим в себя три группы компонент:

V – показатель результативности ЦП применения ТС;

R – показатель затрат операционных ресурсов на получение целевого эффекта;

T – показатель затрат операционного времени на получение целевого эффекта.

Эффективность ЦП применения ТС характеризуется трехмерным вектором, содержащим три соответствующих показателя:

$$F_{<3>} = \langle V, R, T \rangle. \quad (5)$$

Вектор $F_{<3>}$ является основой для формирования критерия эффективности ЦП применения ТС и позволяет определить условия, при которых она удовлетворяет заданным требованиям. Для сравнительного оценивания эффективности используются два основных критерия – пригодности и оптимальности, которые выбираются с учетом вида вектора функции, цели применения ТС и цели анализа этой ТС, как объекта исследования [14].

Критерий пригодности используется в тех случаях, когда целью анализа ТС является обеспечение требуемых характеристик (показателей эффективности) ТС, являющейся объектом исследования. В таком случае критерий пригодности $G^{пр}$ в векторной форме принимает следующий вид:

$$G^{пр} | F_{<3>} \in \{F_{<3>}^{пр}\}, \quad (6)$$

где $F_{<3>}^{пр}$ – область допустимых значений показателей результативности, ресурсоемкости и оперативности ЦП применения ТС.

Критерий пригодности позволяет найти одно или несколько возможных решений, обеспечивающих требуемую эффективность применения ТС. Он применяется в случаях, когда целью исследования является определение диапазона возможных рациональных (пригодных) решений, удовлетворяющих ограничениям, заданным в виде множества $F_{<3>}^{пр}$.

Под допустимыми значениями принято считать критические значения показателей результативности, ресурсоемкости и оперативности, при которых сама реализация ЦП применения ТС целесообразна. Область допустимых значений в данном случае представляет часть трехмерного пространства $F_{<3>}^{пр}$ (параллелепипед), ограниченного тремя плоскостями допустимых значений (рисунок 2). Любая точка, определяемая тройкой координат $\{v, r, t\}$, представляет собой комплексную характеристику эффективности по трем показателям $F_{<3>}$.

Таким образом, можно определить две крайние ситуации. Первая (точка 0) характеризует идеальный ЦП применения ТС, когда все показатели равны нулю. В этом случае максимально возможная результативность достигается без затрат ресурсов, за мгновенное время: $F_{<3>} = 0$.

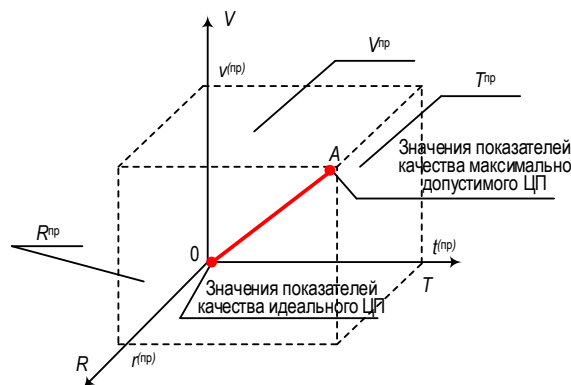


Рис. 2. Область допустимых значений показателей качества ЦП

Fig. 2. The Range of Targeted Process Quality Indicators Acceptable Values

Как показано выше, результативность идеального ЦП применения ТС считается максимально допустимой ($V = 0$), а для ЦП применения «реальных» ТС отражает потери в достижении целевого эффекта.

Вторая ситуация (точка А) описывает ЦП применения ТС, характеризующийся предельными значениями показателей результативности, ресурсоемкости и оперативности (рисунок 2).

В случае, когда координаты $\{v, r, t\}$ не принадлежат области допустимых значений, реализация ЦП применения ТС нецелесообразна – значения показателей результативности, ресурсоемкости и оперативности не удовлетворяют критерию пригодности.

Критерий оптимальности применяется, когда целью исследования является повышение эффективности (улучшение технических или эксплуатационных свойств) ТС. Критерий оптимальности $G^{опт}$ в векторной форме имеет вид:

$$G^{опт} | (F_{<3>} \in \{F_{<3>}^{пр}\})^{опт}. \quad (7)$$

В результате получим одно оптимальное (наилучшее) решение $F_{<3>}$ из всех возможных, удовлетворяющее заданным ограничениям. Решение считается оптимальным, если оно обеспечивает максимальную эффективность. При этом, как правило, принимается во внимание соотношение между максимально достижимой в рассматриваемых условиях и требуемой эффективностью. На практике критерий оптимальности принято использовать в случае, когда в рамках целенаправленного процесса оценивается ЦП нескольких ТС, либо одной системы в разных условиях, при удовлетворении показателей качества критерию пригодности.

В качестве меры оценивания эффективности предлагается использовать значение евклидова расстояния от начала координат до точки $\{v, r, t\}$, соответствующей значениям показателей результативности, ресурсоемкости и оперативности.

Евклидово расстояние – это длина l отрезка прямой между двумя точками евклидова пространства, вычисляемая по декартовым координатам точек:

$$l = \sqrt{(x_0 - x_1)^2 + (y_0 - y_1)^2 + (z_0 - z_1)^2}, \quad (8)$$

где (x_0, y_0, z_0) и (x_1, y_1, z_1) – координаты точек, между которыми определяется евклидово расстояние.

Таким образом, интегральное значение показателя эффективности по трем критериям, характеризующим результативность, ресурсоемкость и оперативность ЦП применения ТС для ТС А и ТС Б, определяется выражениями (рисунок 3):

$$l_A = \sqrt{v_A^2 + r_A^2 + t_A^2}, \quad l_B = \sqrt{v_B^2 + r_B^2 + t_B^2}, \quad (9)$$

где l_A – интегральное значение показателя эффективности ТС А; (v_A, r_A, t_A) – показатели результативности, ресурсоемкости и оперативности ЦП применения ТС А; l_B – интегральное значение показателя эффективности ТС Б, (v_B, r_B, t_B) – показатели результативности, ресурсоемкости и оперативности ЦП применения ТС Б.

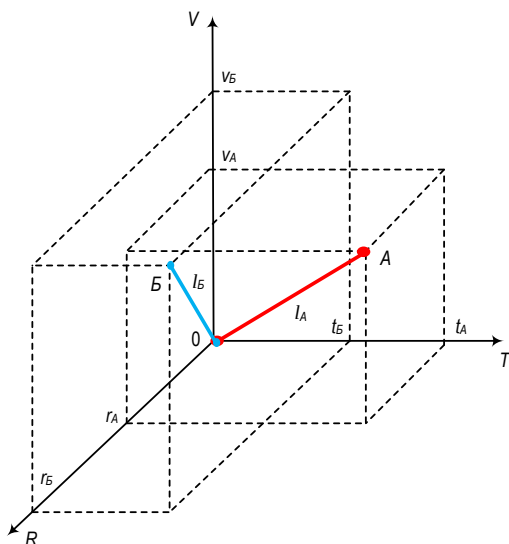


Рис. 3. Графическая интерпретация сопоставительного анализа показателей результативности, ресурсоемкости и оперативности ЦП применения ТС

Fig. 3. Graphical Interpretation of the Comparative Analysis of Performance Indicators, Resource Intensity and Efficiency of the Targeted Process of Applying the Technical System

В соответствии с подобным подходом большей эффективностью будет обладать процесс с меньшим значением метрики l . В связи с тем, что при вычислении декартового расстояния используются абсолютные (безразмерные) значения показателей, сравнить два ЦП по эффективности можно посредством отношения большего значения к меньшему:

$$\begin{cases} \frac{l_A}{l_B} & \text{если } l_A > l_B \\ \frac{l_B}{l_A} & \text{если } l_A < l_B \end{cases}, \quad (10)$$

Методика управления эффективностью ЦП применения ТС

Согласно представленному выше описанию, разработана методика управления эффективностью ЦП применения ТС по критерию оптимальности (методика 1) в виде последовательности шагов.

Шаг 1. В качестве исходных данных определяются цель применения ТС, перечень и значения показателей качества ТС, присваивается номер цикла работы методики $i = 1$.

Шаг 2. Определяются и упорядочиваются показатели, характеризующие операционные свойства системы в процессе ее применения. Для выбора позиций (номеров) показателей используются результаты экспертных оценок. В общем случае номер присваивается случайным образом.

Шаг 3. Осуществляется выбор стратегии ЦП применения ТС (1). При этом максимизации подлежит j -й показатель, характеризующий операционные свойства системы в процессе применения, чей упорядоченный номер соответствует номеру цикла работы методики ($j = i$).

Шаг 4. Рассчитываются показатели, характеризующие операционные свойства ТС.

Шаг 5. Рассчитывается показатель результативности ЦП применения ТС (2).

Шаг 6. Рассчитываются показатели ресурсоемкости (3) и оперативности (4) ЦП применения ТС, соответствующие выбранной стратегии.

Шаг 7. Определяется область допустимых значений каждого из показателей результативности, ресурсоемкости и оперативности ЦП применения ТС посредством обоснования критерия пригодности (6). Для выбора этих значений используются требования руководящих документов, результаты предыдущих реализаций ЦП и т. д.

Шаг 8. Осуществляется оценивание показателей результативности, ресурсоемкости и оперативности ЦП применения ТС, обеспечивающих попадание в область допустимых значений. При невыполнении критерия пригодности, реализация ЦП применения ТС в соответствии с используемой на данном цикле стратегией нецелесообразна. Осуществляется увеличение на единицу номера цикла работы методики ($i = i + 1$) и переход к шагу 3.

Шаг 9. Рассчитывается интегральное значение эффективности l_i (9).

Шаг 10. Расчетное интегральное значение эффективности l_i вносится в соответствующее множество $\{l_i\}$. Если были максимизированы все j -е показатели, характеризующие операционные свойства ЦП применения ТС ($i = \max j$), то осуществляется переход к шагу 11. В противном случае ($i < \max j$) – осуществляется увеличение на единицу номера цикла работы методики ($i = i + 1$) и переход к шагу 3.

Шаг 11. В множестве $\{l_i\}$ определяется максимальное интегральное значение эффективности $l_{\max} = \max l_i$.

Шаг 12. На выходе методики имеется стратегия, соответствующая максимальному интегральному значению эффективности ЦП применения ТС $l_{\max}$.

Применительно к решению частной задачи оценивания эффективности ЦП применения ТС разработанная методика приобретет следующий вид (методика 2).

Шаг 1. В качестве исходных данных определяются показатели результативности (2), ресурсоемкости (3) и оперативности (4), полученные в ходе ЦП применения k ТС, $k = 1, \dots, K$.

Шаг 2. Определяется область допустимых значений каждого из показателей результативности, ресурсоемкости и оперативности ЦП применения ТС посредством обоснования критерия пригодности (6). Для выбора значений используются требования руководящих документов, результаты предыдущих реализаций ЦП и т. д.

Шаг 3. Осуществляется оценивание показателей результативности, ресурсоемкости и оперативности ЦП применения ТС, обеспечивающих попадание в область допустимых значений. При невыполнении критерия пригодности, значение показателя эффективности ЦП применения такой ТС приравнивается к нулю.

Шаг 4. Рассчитывается интегральное значение эффективности l_i (9).

Шаг 5. Расчетные интегральные значения эффективности l_k вносятся в соответствующее множество $\{l_k\}$.

Шаг 6. В множестве $\{l_k\}$ определяется максимальное интегральное значение эффективности:

$$l_{\max} = \max l_k.$$

Шаг 7. На выходе методики имеются либо величина интегрального значения эффективности ТС при $k = 1$, либо прирост значения этого показателя при ЦП применения одной ТС относительно второй ($k = 2$) (10), либо упорядоченные по величине значения этого показателя для всех ТС ($k = 3, \dots, K$).

Пример использования разработанной методики при оценивании эффективности ЦП применения ТС

Рассмотрим предложенный подход на примере. Воспользуемся представленной выше методикой 2 для сравнения эффективности ЦП применения двух ТС.

Пусть существуют две ТС (А и Б), показатели результативности, ресурсоемкости и оперативности ЦП применения которых определены векторами:

$$\{v_A = 10 \%, r_A = 3 \text{ шт.}, t_A = 10 \text{ с.}\},$$

$$\{v_B = 20 \%, r_B = 2 \text{ шт.}, t_B = 8 \text{ с.}\},$$

где v_A (v_B) – показатель результативности ЦП применения ТС А (Б); r_A (r_B) – показатель ресурсоемкости ЦП применения ТС А (Б); t_A (t_B) – показатель оперативности ЦП применения ТС А (Б).

Визуальный экспертный анализ числовых значений показателей не позволяет определить приоритет той или иной ТС (в данном случае, для ТС А больше затраты и лучше результативность, а для ТС Б меньше затраты и хуже результативность). В результате расчета интегрального показателя эффективности получим $l_A = 14$ и $l_B = 21$ и, следовательно, отношение $\frac{l_B}{l_A} = 1,5$, что свидетельствует о преимуществе в эффективности ЦП применения ТС А относительно ЦП применения ТС Б в полтора раза.

Возможна ситуация, когда при исследовании эффективности ЦП применения ТС нет необходимости использовать все значения показателей результативности, ресурсоемкости и оперативности ЦП применения ТС, либо значение выбранных показателей фиксируется при исследовании различных реализаций ЦП. Например, вводится ограничение о том, что имеющиеся операционные ресурсы бесконечны и соответствующий показатель ресурсоемкости при расчете интегрального показателя эффективности не учитывается. Графическая интерпретация эффективности для таких случаев представлена на рисунке 4. Выражение (5) в этих случаях принимает вид:

$$l = \sqrt{v^2 + t^2} \text{ и } l = t. \quad (11)$$

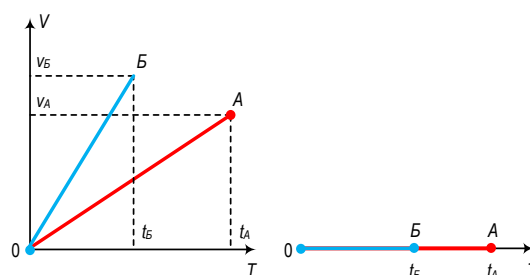


Рис. 4. Графическая интерпретация эффективности в случаях оценивания показателей результативности и оперативности (слева) и показателя оперативности ЦП применения ТС (справа)

Fig. 4. Graphical Interpretation of Effectiveness in Cases of Evaluating Performance and Efficiency Indicators (Left) and the Efficiency Indicator of Targeted Application of the Technical System (Right)

Заключение

Рассмотренная в статье методика основана на использовании основных понятий теории эффективности ЦП и теории распределения ресурсов. Эффективность функционирования ТС, являющаяся предметом исследования данной статьи, рассмат-

ривается как характеристика ее целевого предназначения и в общем случае характеризуется тремя основными свойствами – результативностью (степенью недостижения цели ЦП), ресурсоемкостью и оперативностью. Следует отметить, что при решении конкретных задач исследований ТС цель в ряде случаев состоит в улучшении или достижении заданного уровня одного из этих свойств, чаще всего результативности, а другие свойства учитываются в ограничениях и могут перераспределяться исходя из поставленных задач. Приведены обобщенные формы критериев пригодности и оптимальности реализации ЦП применения ТС.

Разработанная методика отличается от известных тем, что учитывает влияние качества управляющих воздействий на функциональную часть ТС на

ее операционные свойства и, в дальнейшем, на результативность ЦП применения этой ТС. Это позволяет осуществлять управление эффективностью ЦП применения этой ТС при фиксированных (неизменяющихся) ее качествах посредством определения соответствующей стратегии, максимизирующей величину интегрального значения эффективности ТС. Кроме того, в рамках методики предложен оригинальный подход к оцениванию эффективности применения ТС, обладающий универсальностью применения, а соответствующий обоснованный показатель, интегральное значение эффективности ТС, характеризуется наглядностью и позволяет обосновывать практическую значимость исследований в различных предметных областях применения ТС.

Список источников

1. Петухов Г.Б. Основы теории эффективности целенаправленных процессов. Ч. 1: Методология, методы, модели. Л.: МО СССР, 1989. 660 с.
2. Петухов Г.Б., Якунин В.И. Методологические основы внешнего проектирования целенаправленных процессов и целеустремленных систем. М.: АСТ, 2006. 504 с.
3. Алексеев О.Г., Анисимов В.Г., Анисимов Е.Г. Модели распределения средства поражения в динамике боя. М.: МО СССР, 1989. 109 с.
4. Анисимов В.Г., Анисимов Е.Г., Пеннер Я.А. Метод распределения неоднородных ресурсов при управлении организационно-техническими системами // Вопросы оборонной техники Серия 16: Технические средства противодействия терроризму. 2016. № 3–4 (93–94). С. 20–26. EDN:VUWHAJ
5. Владимиров В.И., Владимиров И.В. Основы оценки конфликтно-устойчивых состояний организационно-технических систем (в информационных конфликтах). Воронеж: ВАИУ, 2008. 231 с.
6. Костарев С.В., Карганов В.В., Липатников В.А. Технологии защиты информации в условиях кибернетического конфликта. СПб.: ВАС, 2020. 716 с.
7. Липатников В.А., Шевченко А.А. Математическая модель процесса управления информационной безопасностью распределенной информационной системы в условиях несанкционированного воздействия злоумышленника // Информационные системы и технологии. 2022. № 3(131). С. 121–130. EDN:KSBCKGK
8. Бойко А.А. Киберзащита автоматизированных систем воинских формирований. СПб: Научные технологии, 2021. 300 с.
9. Мистров Л.Е., Головченко Е.В. Метод оценки управляемости конфликтно-устойчивой информационной системы авиационного формирования // Информационно-экономические аспекты стандартизации и технического регулирования. 2021. № 1(59). С. 28–35. EDN:JHPFRO
10. Чуляев И.И., Морозов А.В., Болотин И.Б. Теоретические основы оптимального построения адаптивных систем комплексной защиты информационных ресурсов распределенных вычислительных систем. Смоленск: ВА ВПВО ВС РФ, 2011. 227 с.
11. Макаренко С.И. Модели системы связи в условиях преднамеренных дестабилизирующих воздействий и ведения разведки. СПб.: Научные технологии, 2020. 337 с.
12. Коцыняк М.А., Кулешов И.А., Кудрявцев А.М., Лаута О.С. Киберустойчивость информационно-телекоммуникационной сети. СПб.: Бостон-спектр, 2015. 150 с.
13. Тавалинский Д.А., Красиков Д.А. Графодинамическое моделирование информационно-телекоммуникационной сети в интересах рационального распределения ресурсов // Динамика сложных систем – XXI век. 2022. Т. 16. № 3. С. 40–46. DOI:10.18127/j19997493-202203-04. EDN:DRZZKH
14. Мальцев Г.Н., Онуфрей А.Ю., Разумов А.В. Методические рекомендации по формализованной постановке научной задачи исследования в диссертациях по военно-научным специальностям // Вооружение и экономика. 2023. № 3(65). С. 9–23. EDN:FKWJMW
15. Сазонов К.В., Присяжнюк С.П. Потенциальная информативность как новая характеристика отражения материального объекта // Информация и космос. 2006. №2. С. 100–105. EDN:KXAJJX
16. Михайлов Р.Л. Новый базовый подход и методика оценивания информационного превосходства в информационном конфликте // Инфокоммуникационные технологии. 2021. Т. 19. № 1. С. 7–20. DOI:10.18469/ikt.2021.19.1.01. EDN:SOFNMK
17. Михайлов Р.Л. Анализ подходов к формализации показателя информационного превосходства на основе теории оценки и управления рисками // Системы управления, связи и безопасности. 2017. № 3. С. 98–118. EDN:ZXPLMN
18. Ратушин А.П. Применение итеративной оптимизации для решения задачи ситуационного конфигурирования распределенного множества взаимосвязанных операций в составе иерархической процедуры идентификации цифровых сигналов // Электромагнитные волны и электронные системы. 2022. Т. 27. № 2. С. 72–85. DOI:10.18127/j15604128-202202-09. EDN:ABEIKK

References

1. Petuhov G.B. *Fundamentals of the Theory of the Effectiveness of Purposeful Processes. Part 1: Methodology, Methods, Models*. Leningrad: USSR Ministry of Defence Publ.; 1989. 600 p. (in Russ.)
2. Petuhov G.B., Jakunin V.I. *Methodological Bases of External Design of Purposeful Processes and Purposeful Systems*. Moscow: AST Publ.; 2006. 504 p. (in Russ.)
3. Alekseev O.G., Anisimov E.G., Anisimov V.G. *Models of the Distribution of the Means of Destruction in the Dynamics of Combat*. Moscow: USSR Ministry of Defence Publ.; 1989. 109 p. (in Russ.)
4. Anisimov E.G., Anisimov V.G., Penner Ya.A. Method of allocation of heterogeneous resources while managing of organizational-technical systems. *Voprosy oboronnoj tekhniki. Seriya 16: Tekhnicheskie sredstva protivodejstviya terrorizmu*. 2016;3-4 (93-94);20-26. (in Russ.) EDN:VUWHAJ
5. Vladimirov V.I., Vladimirov I.V. *Basis of Assessment of the Conflict-Stable States of Organizational and Technical Systems (in Information Conflicts)*. Voronezh: Military Aviation Engineering University Publ.; 2008. 231 p. (in Russ.)
6. Kostarev S.V., Karganov V.V., Lipatnikov V.A. *Technologies of Information Protection in the Conditions of Cybernetic Conflict*. Saint Petersburg: Military Communications Academy Publ.; 2020. 716 p. (in Russ.)
7. Lipatnikov V.A., Shevchenko A.A. Mathematical Model of Information Security Management Process for a Distributed Information System under Conditions of Unauthorized Attacker Impact. *Information Systems and Technologies*. 2022;3(131): 121-130. (in Russ.) EDN:KSBCGK
8. Boyko A.A. *Cyber Security of Automated Systems of Military Formations*. Saint Petersburg: Naukoemkie Tekhnologii Publ.; 2021. 300 p. (in Russ.)
9. Mistrov L.E., Golovchenko E.V. Method for Assessing the Control of Conflict-Resistant Information System of Aircraft Formation. *Information and Economic Aspects of Standardization and Technical Regulation*. 2021;1(59);28-35. (in Russ.) EDN:JHPFRO
10. Chukliaev I.I., Morozov A.V., Bolotin I.B. *Theoretical Foundations of Optimal Construction of Adaptive Systems of Comprehensive Protection of Information Resources Distributed Computing Systems*. Smolensk: Military Academy of Army Air Defence Publ.; 2011. 227 p. (in Russ.)
11. Makarenko S.I. *Models of the Communication System under Conditions of Deliberate Destabilizing Influence and Conducting Monitoring*. Saint Petersburg: Naukoemkie Tekhnologii Publ.; 2020. 337 p. (in Russ.)
12. Kotsyniak M.A., Kuleshov I.A., Kudryavcev A.M., Laut O.S. *Cyber-Resilience of the Information and Telecommunications Network*. Saint Petersburg: Boston-spektr Publ.; 2015. 150 p. (in Russ.)
13. Tavalinskiy D.A., Krasikov D.A. Graphic Dynamic Modelling of Information Telecommunication Network in Interests of a Rational Distribution of Resources. *Dynamics of Complex Systems - XXI century*. 2022;16(3):40-46. (in Russ.) DOI:10.18127/j19997493-202203-04. EDN:DRZZKH
14. Maltsev G.N., Onufreev A.Y., Razumov A.V. Methodological Recommendations on the Formalized Formulation of the Scientific Research Problem in Dissertations in Military Scientific Specialties. *Armament and Economics*. 2023;3(65):9-23. (in Russ.) EDN:FKWJMW
15. Sazonov K.V., Prisyazhnyuk S.P. Potential Informative Content as a New Characteristic of Reflection of a Material Object. *Information and Space*. 2006;2:100-105. (in Russ.) EDN:KXAJJX
16. Mikhailov R.L. New Basic Approach and Methodic for Assessing of Information Conflict Superiority. *Infokommunikacionnye tehnologii*. 2021;19(1):7-20. (in Russ.) DOI:10.18469/ikt.2021.19.1.01. EDN:SOFNMK
17. Mikhailov R.L. Analysis of Approaches to the Formalization of the Indicator of Information Superiority Based on the Theory of Assessment and Risk Management. *Systems of Control, Communication and Security*. 2017;3:98-118. (in Russ.) EDN:ZXPLMN
18. Ratoushin A.P. Application of Iterative Optimization to Solve the Problem of Situational Configuration of a Distributed set of Interrelated Operations as Part of a Hierarchical Procedure for Identifying Digital Signals. *Electromagnetic Waves and Electronic Systems*. 2022;27(2):72-85. (in Russ.) DOI:10.18127/j15604128-202202-09. EDN:ABEIKK

Статья поступила в редакцию 18.03.2024; одобрена после рецензирования 01.04.2024; принята к публикации 03.04.2024.

The article was submitted 18.03.2024; approved after reviewing 01.04.2024; accepted for publication 03.04.2024.

Информация об авторах:

САЗОНОВ Константин Викторович | доктор технических наук, профессор, научно-педагогический сотрудник Военного университета радиоэлектроники

МИХАЙЛОВ Роман Леонидович | доктор технических наук, доцент, научно-педагогический сотрудник Военного университета радиоэлектроники

РАТУШИН Алексей Павлович | доктор технических наук, доцент, научно-педагогический сотрудник Военного университета радиоэлектроники

Научная статья

УДК 004.056.53

DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-92-101



Подход к обнаружению вредоносных ботов в социальной сети ВКонтакте и оценка их параметров

Андрей Алексеевич Чечулин^{1,2} ✉, chechulin.aa@sut.ru

Максим Вадимович Коломеец³, maksim.kalameyets@newcastle.ac.uk

¹ Санкт-Петербургский Федеральный исследовательский центр Российской академии наук, Санкт-Петербург, 199178, Российская Федерация

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

³ Ньюкаслский университет, Ньюкасл-апон-Тайн, NE4 5TG, Соединенное Королевство

Аннотация: Появление новых разновидностей ботов в социальных сетях и совершенствование их возможностей имитации естественного поведения реальных пользователей представляют собой актуальную проблему в области защиты социальных сетей и онлайн сообществ. В данной работе предлагается новый подход к обнаружению и оценке параметров ботов в рамках социальной сети ВКонтакте. Основой предложенного подхода является создание наборов данных с использованием метода «контрольной покупки» ботов, который позволяет оценить такие характеристики как стоимость, качество и скорость действия ботов, а с использованием теста Тьюринга также насколько пользователи доверяют ботам. В совокупности с общепринятыми методами машинного обучения и признаками, извлеченными из графов взаимодействий, текстовых сообщений и статистических распределений, становится возможным достаточно точно не только обнаруживать ботов, но и предсказывать их характеристики. В работе демонстрируется, что итоговая модель, построенная на основе предлагаемого подхода, робастна к разбалансированным данным и может идентифицировать большинство видов ботов, так как имеет лишь незначительную корреляцию с их основными характеристиками. Предложенный подход может использоваться в рамках выбора контрмер для защиты социальных сетей и исторического анализа, позволяя не только подтвердить присутствие ботов, но и характеризовать специфику атаки.

Ключевые слова: безопасность социальных сетей, социальные боты, социальная инженерия, метрики, дезинформация, фейковые аккаунты, анализ рисков

Источник финансирования: Работа Андрея Чечулина была профинансирована в рамках бюджетного проекта FFZF-2022-0007. Максим Коломеец не получал финансирования в рамках данного исследования.

Ссылка для цитирования: Чечулин А.А., Коломеец М.В. Подход к обнаружению вредоносных ботов в социальной сети ВКонтакте и оценка их параметров // Труды учебных заведений связи. 2024. Т. 10. № 2. С. 92–101. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-92-101. EDN:ZTCHLS

Approach to Detecting Malicious Bots in the V Kontakte Social Network and Assessing Their Parameters

Andrey Chechulin^{1,2} ✉, chechulin.aa@sut.ru

Maxim Kolomeets³, maksim.kalameyets@newcastle.ac.uk

¹ St. Petersburg Federal Research Center of the Russian Academy of Sciences,
St. Petersburg, 199178, Russia

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

³ Newcastle University,
Newcastle upon Tyne, NE4 5TG, UK

Abstract: *The emergence of new varieties of bots in social networks and the improvement of their capabilities to imitate the natural behavior of real users represent a significant problem in the field of protection of social networks and online communities. This paper proposes a new approach to detecting and assessing the parameters of bots within the social network «VKontakte». The basis of the proposed approach is the creation of datasets using the method of «controlled purchase» of bots, which allows one to assess bots' characteristics such as price, quality, and speed of action of bots, and using the Turing Test to assess how much users trust bots. In combination with traditional machine learning methods and features extracted from interaction graphs, text messages, and statistical distributions, it becomes possible to not only detect bots accurately but also predict their characteristics. This paper demonstrates that the trained machine learning model, based on the proposed approach, is robust to imbalanced data and can identify most types of bots as it has only a minor correlation with their main characteristics. The proposed approach can be used within the choice of countermeasures for the protection of social networks and for historical analysis, which allows not only to confirm the presence of bots but also to characterize the specifics of the attack.*

Keywords: *social media security, social bots, social engineering, metrics, disinformation, fake accounts, risk analysis*

Funding: *Andrey Chechulin's work was funded under the budget project FFZF-2022-0007. Maxim Kolomeets received no funding for this study.*

For citation: Chechulin A., Kolomeets M. Approach to Detecting Malicious Bots in the Vkontakte Social Network and Assessing Their Parameters. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2024;10(2):92–101. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-2-92-101. EDN:ZTCHLS

1. Введение

Противодействие ботам в социальных сетях является актуальной областью исследований, учитывая заметное влияние разного рода вредоносных аккаунтов на различные социально значимые процессы и повседневную жизнь пользователей. Данная проблема усугубляется феноменом «эволюции ботов», когда атакующие постоянно совершенствуют подходы к созданию все более правдоподобных аккаунтов, которые могут имитировать естественное поведение пользователей [1]. Катализаторами эволюции ботов безусловно стали Генеративные Состязательные Сети (GAN, аббр. от англ. Generative Adversarial Network), которые позволяют ботам генерировать изображения [2] и Большие Языковые Модели (LLM, аббр. от англ. Large Language Models), облегчающие генерацию текстового контента [3]. В результате новые разновидности ботов обладают высокой степенью автоматизации и часто могут имитировать человеческое поведение настолько точно, что становится практически невозможно отличить их от реальных пользователей [4]. В том время как большинство исследований по обнаружению ботов посвящено Twitter [5], в данной работе представлено решение для идентификации ботов в социальной сети ВКонтакте – российской онлайн платформе, насчитывающей более 70 миллионов ежемесячно-активной

аудитории. Предлагаемый подход выходит за рамки одного лишь обнаружения – он также позволяет получить оценку различных параметров ботов [6], которые предоставляют информацию о способностях атакующего, включая *стоимость* атаки, *качество* ботов, уровень *доверия* пользователей к ботам, *скорость* выполнения атаки и *тип продавца* ботами.

Новизна данной работы заключается в подходе, позволяющем оценивать параметры ботов, а также в схеме построения признаков для обнаружения ботов социальной сети ВКонтакте, включающей анализ числовых распределений, графов взаимодействий пользователей и текстового содержания. Предложенный подход позволяет идентифицировать ботов, различая не просто «бинарное присутствие», но и характеризовать атаку через анализ параметров идентифицированных аккаунтов. Подобная детальная характеристика может существенно повлиять на выбор контрмер и качественно улучшить мониторинг активности ботов во ВКонтакте.

Данная статья содержит обзор текущего состояния исследований по тематике обнаружения ботов в ВКонтакте; описывает первую (формирование наборов данных с использованием методики закупки и теста Тьюринга) и вторую часть подхода

(построение признаков и обучение модели); результаты анализа информативности признаков; анализ возможности модели (эффективность обнаружения ботов, эффективность оценки параметров ботов и то, какие параметры ботов влияют на возможность обмана детектора); обсуждение результатов экспериментов; выводы.

2. Контекст научной проблемы и релевантные исследования

Большинство существующих исследований по обнаружению ботов в социальной сети ВКонтакте основаны на методах машинного обучения с использованием данных, извлеченных из профилей пользователей графов их друзей или подписчиков.

В исследовании [7] авторы использовали нейронную сеть прямого распространения в сочетании с признаками, отражающими общую информацию об аккаунте (такую как возраст, количество фотографий и т. д.), и признаками на основе анализа черных списков, содержащих URL-адреса и определенные фразы, упомянутые в описаниях аккаунтов.

Другое исследование [8] посвящено анализу информативности категориальных признаков аккаунтов ботов с использованием классификатора Catboost.

Исследование, описанное в [9], использует в качестве признаков информацию о «полноте» профиля аккаунта – степени заполненности анализируемых полей аккаунта. «Полнота» профиля в совокупности с данными, извлеченными из списков друзей и подписчиков, служили входным вектором для детектора ботов на основе алгоритма случайного леса.

Одно из предыдущих авторских исследований [10] посвящено обнаружению ботов, основываясь исключительно на списках друзей, без какого-либо анализа самого профиля. Такой подход может быть полезен для анализа аккаунтов, ограничивающих доступ к своему профилю настройками приватности, так как список друзей можно косвенно установить путем поиска целевого аккаунта в списках друзей других пользователей. Однако такой подход требует сбора информации о списках друзей всех пользователей ВКонтакте.

Один из наиболее интересных подходов представлен в [11], где авторы предложили стековый ансамбль из нескольких классификаторов, каждый из которых использует разные признаки, такие как текст, меры центральности графов и вложения графов (embeddings). Авторы также отмечают исключительную информативность признаков графов дружбы, утверждая, что «создание бота с графом дружбы, похожим на обычного пользователя, является сложной и время затратной задачей», поэтому графы дружбы имеют более высокую предсказательную способность.

Одним из недостатков вышеупомянутых исследований является их зависимость от методов маркировки, в частности – *метода на основе блокировки аккаунтов*. Данный метод основан на сборе информации о том, какие аккаунты были заблокированы социальной сетью. Это приводит к тому, что обученный классификатор не сможет превзойти эффективность встроенного обнаружения ботов ВКонтакте, а также интегрирует любые неточности из системы обнаружения ботов ВКонтакте в обучаемые классификаторы.

Другим недостатком является то, что рассмотренные подходы представляют собой двоичные результаты обнаружения (бот/не бот) и не включают компоненты качественного анализа идентифицированных ботов. В данной работе представлен подход, который дополняет общепринятые системы обнаружения в контексте вышеназванных недостатков – предлагаемый подход не только эффективно обнаруживает ботов, но и описывает характеристики аккаунтов и, следовательно, особенности атаки.

3. Предлагаемый подход – формирование наборов данных

Цель предлагаемого подхода выходит за рамки простого обнаружения ботов или порождаемой ими злонамеренной активности – подход помогает характеризовать уровень угрозы идентифицированных аккаунтов ботов с использованием *количественных метрик*. В этом разделе описывается процесс формирования набора данных, используемого для обучения модели, способной их предсказать. Применяемая в настоящей работе методология формирования наборов данных была ранее представлена в работе авторов [6]. В данном разделе кратко изложены ее основные компоненты, позволяющие получить наборы с количественными метриками ботов: а) маркировку на основе покупки ботов и б) маркировку, на основе теста Тьюринга.

Концепция маркировки на основе покупки основана на организации контролируемой атаки (злонамеренной деятельности ботов) на специально созданные для сбора аккаунты – ловушки (honeypots). Данные аккаунты-ловушки имитируют жертву, не вызывающую подозрений у продавцов ботами, что позволяет: а) заказать атаку у продавцов ботами; б) идентифицировать аккаунты, взаимодействующие с жертвой как ботов; в) измерить метрики ботов во время атаки. После атаки, с использованием теста Тьюринга определяются метрики, отражающие умение пользователей различать идентифицированных ботов (реализуя одну из двух представленных ниже методик).

Методика 1. Данный способ включает создание ловушки в виде фальшивого сообщества в социальной сети, которое выглядит реальным, но не привлекает внимание настоящих пользователей,

чтобы предотвратить их взаимодействие с ловушкой (например, служба такси в несуществующем городе). Данное сообщество используется в качестве жертвы – у продавца ботами заказываются услуги по «продвижению» либо «дискредитации» сообщества. После успешного выполнения заказа, в набор данных сохраняются идентификаторы ботов (все провзаимодействовавшие с ловушкой аккаунты), предоставленная продавцом информация (тип продавца ботами, качество бота и цена), а также скорость выполнения заказа (скорость ботов). В данной работе, в качестве покупки использовались лайки на публикации сообщества (от 100 до 300 лайков). После сбора необходимой информации деятельность ботов удаляется из сообщества, и процесс повторяется для разных продавцов и уровней качества ботов для формирования как можно более разнообразного набора. Таким образом, с помощью данной методики можно получить наборы аккаунтов, участвовавших в атаках, и для каждого такого набора определить: качество бота, тип продавца бота, цену и скорость.

Методика 2. Оценка способности человека к распознаванию ботов проводилась путем расчета метрики «Доверия» с использованием теста Тьюринга. Аннотаторам поручалось маркировать ботов, и разница между их ответами и фактической классификацией (бот/не бот) служила индикатором способности человека к обнаружению бота. В эксперименте аккаунты настоящих пользователей состояли из случайно выбранных пользователей ВКонтакте, активных пользователей различных сообществ и проверенных аккаунтов студентов. В качестве ботов использовались аккаунты, собранные на предыдущем этапе (покупка атаки). Аннотаторам представлялась коллекция из 101 аккаунта, которые они должны были категоризировать, как а) бота; б) настоящего пользователя или в) не определено. После этого подсчитывается, сколько ботов из каждого набора было правильно распознано, и формируется метрика «Доверие» как коэффициент истинно положительных результатов – соотношение правильно идентифицированных ботов к общему количеству ботов в наборе. Этот набор данных доступен в открытом доступе на GitHub [12] и включает 18 444 уникальных идентификатора ботов на основе 69 предложений (атак) 29 продавцов ботами вместе с рассчитанными метриками ботов (представлены в таблице 1).

4. Предлагаемый подход – обучение моделей

Обучение модели следует общепринятой схеме анализа данных, но с достаточно большим этапом формирования признаков. Для извлечения признаков ботов предлагается использовать сразу несколько различных источников данных об аккаунте, таких как: а) числовые и временные распределения; б) графы взаимодействия и в) текстовый контент.

ТАБЛИЦА 1. Описание метрик ботов

TABLE 1. Bot Metrics Description

Метрика	Описание метрики	Диапазон
Цена	Стоимость действия бота	$[0, \infty)$ рублей
Качество	Качество аккаунта исходя из описания продавца	{0=НИЗКОЕ, 1=СРЕДНЕЕ, 2=ВЫСОКОЕ}
Тип продавца	Разновидность совершения закупки активности ботов	{0=МАГАЗИН, 1=БИРЖА}
Скорость	Скорость действия аккаунта	{0=МИНУТА, 1=ЧАС, 2=ДЕНЬ}
Доверие	Вероятность распознавания бота пользователем	$[0, 1]$

Числовые распределения, формирующиеся исходя из общедоступных данных об анализируемом аккаунте, можно представить в виде распределений: распределение лайков, комментариев, а также количество друзей, подписок, публикаций и лайков среди друзей и подписчиков. Для извлечения признаков из численных распределений предлагается использовать методы, описанные в таблице 2 (раздел А).

Временные распределения формируются из временных меток (например, распределение временных меток публикаций, комментариев, фотографий). Для извлечения признаков предлагаются методы, перечисленные в таблице 2 (раздел Б).

Для формирования признаков из *графов взаимодействий*, предлагается формировать списки аккаунтов, взаимодействующих с аккаунтом бота (граф, обозначенный красным на рисунке 1а).

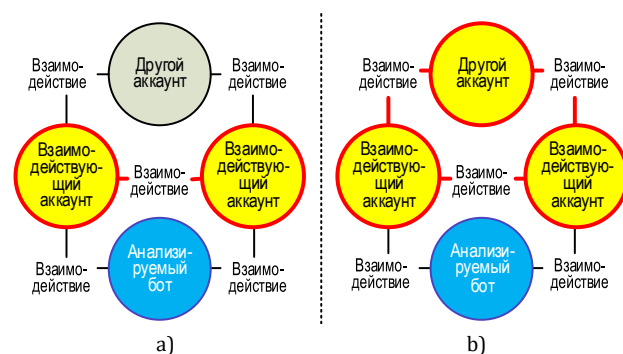


Рис. 1. Формирование двух вариантов графов взаимодействий: а) обычные; б) расширенные

Fig. 1. Construction of Two Types of Interaction Graphs: a) Conventional; b) Expanded

Данные «взаимодействующие аккаунты» служат вершинами графа и могут представлять собой следующие: а) список друзей; б) список подписчиков; в) аккаунты, которые оставляли лайки; г) оставляли комментарии.

Ребра между этими аккаунтами представляют один из следующих видов взаимодействий: а) взаимные дружеские отношения; б) подписки; в) обмен лайками; г) обмен комментариями.

ТАБЛИЦА 2. Алгоритмы извлечения признаков

TABLE 2. Feature Extraction Algorithms

Группа алгоритмов	Алгоритмы	Кол-во признаков
А – числовые распределения		
Базовые статистики (БС)	размер, min/max, среднее (стандартное, геометрическое, гармоническое), мода, отклонение, дисперсия, $q1-q9$	19
БС с удаленными хвостами		19
Другие	Индекс Джини, первые цифры ($q1-q9$) & p -значение соответствия закону Бенфорда	11
Б – Временные распределения		
P времени активности, ч	0–4 ... 20–24	6
P дня активности	ПН ... ВС	7
БС распределений	диапазоны активности	19
БС распределений	диапазоны неактивности	19
В – Графы		
Коэффициенты	% изолированных вершин, размер K-shell, размер ядра, S метрика, (N /максимальный размер/модулярность сообщества) на основе алгоритма модулярности/распространения метки (PM), % вершин доминирующего/независимого множества, коэффициент ассортативности, среднее кластерности, N мостов, коэффициент эффективности	15
Меры центральности	БС распределений: id вершин, степень связности, PageRank, VoteRank, размеры сообществ на основе модулярности/ PM , размеры k -ядер	152
Г – текстовый контент		
Эмодзи	N , N графем	2
Тональность	негативный, нейтральный, неопределенный, позитивный, цитата	5
Частотность частей речи	Существительное, ..., Междометие	18
Частотность символов и слов	N латин./кирил. (символов/предложений/слов/аббревиатур/алфавитно-цифровых слов), количество пунктуаций/хэштегов/упоминаний/ссылок/емайлов/телефонов	18

Таким образом, с помощью различных комбинаций можно сгенерировать 16 различных типов графов, которые будут топологически отличаться друг от друга (4 типа вершин $\times$ 4 типа ребер).

Расширенные графы включают не только «взаимодействующие аккаунты», но и любой аккаунт, имеющий связи хотя бы с двумя другими «взаимодействующими аккаунтами» (отмечен красным на рисунке 1b). Расширенные графы предлагают альтернативный взгляд на динамику вокруг аккаунта бота, формируя графы с более сильной связью и связанной топологией.

Для формирования признаков из графов взаимодействий и расширенных графов, предлагается использовать алгоритмы, перечисленные в таблице 2 (раздел В).

Источниками данных **текстового контента** служили списки публикаций (постов), автором которых является бот, а также комментариев. Для извлечения признаков предлагается использовать алгоритмы, указанные в таблице 2 (раздел Г). Важно отметить, что для извлечения признаков не применяются методы на основе глубокого обучения (например, Трансформеры), которые могли бы интерпретировать тематическое содержание текста. Это связано с тем, что атакующие часто исполь-

зуют ботов в конкретных социальных контекстах, таких как атака на определенный продукт, компанию или человека. Следовательно, существует риск того, что модель может ложно классифицировать все аккаунты, обсуждающие определенную тему, как ботов. По этой причине были выбраны методы, которые основаны на статистике и синтаксическом анализе, и которые не способны учитывать смысловое содержание и, таким образом, имеют меньший риск предвзятости [13].

Методы анализа текстовых признаков используются совместно с методами анализа распределений, как показано на рисунке 2.

Учитывая, что текст в социальных сетях проявляется в виде дискретных сущностей (публикации, комментарии), вектор текстовых признаков формируется для каждой отдельной сущности. Данная процедура генерирует матрицу, где строки соответствуют сущностям, а столбцы – текстовым признакам (отмечено желтым на рисунке 2).

Для получения признаков на уровне аккаунта, а не на уровне сущности, они рассчитываются с использованием методов на основе анализа распределений для каждого столбца этой матрицы (относящегося к текстовому признаку) (отмечено серым на рисунке 2).

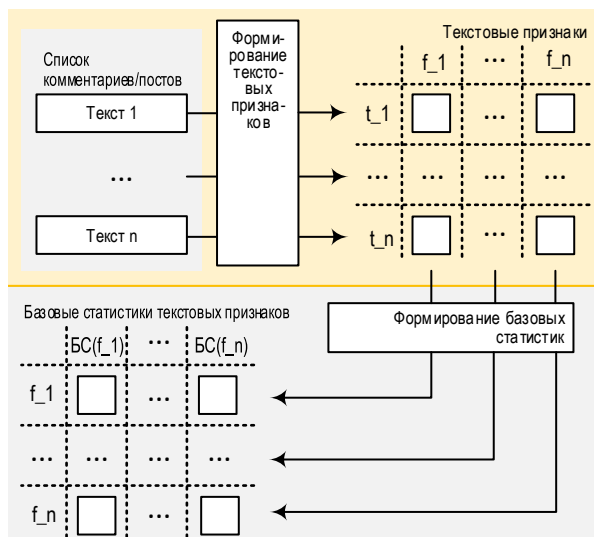


Рис. 2. Схема формирования признаков из текстовых данных

Fig. 2. Feature Construction Schema for Text Data

Полученные признаки являются вектором текстовых признаков для аккаунта, тем самым преобразуя всю матрицу в одномерный вектор. Необходимо отметить, что в данной работе также был использован один признак на основе фотографии аккаунта, указывающий на то, использует ли анализируемый аккаунт стандартное фото. Итоговая схема извлечения признаков подробно описана в таблице 2. Чтобы минимизировать сложность модели, предлагается использовать корреляцию Спирмена для выявления признаков, которые показали наиболее сильную предсказательную связь с целевыми метками (подробнее в разделе «Информативность признаков»). Полученный набор признаков впоследствии используется в качестве входного вектора нейронной сети в прямой связи для решения проблемы бинарной классификации (бот/пользователь) или регрессионного анализа для предсказания метрик ботов.

5. Информативность признаков

В результате операции извлечения было сформировано 234 467 признаков. Для упрощения модели путем уменьшения размерности пространства признаков предлагается использовать двухэтапную схему выбора:

- 1) устранение мультиколлинеарных признаков, когда корреляция Спирмена между признаками превышает 0,5;
- 2) идентификация топ-1000 признаков, показывающих наиболее сильную корреляцию с целевой меткой (бот/пользователь).

Анализ мультиколлинеарности сократил количество признаков до 21 574. Кроме того, была оценена информативность отображенных признаков на основе их корреляции с целевой меткой, где 0 обозначает настоящего пользователя, а 1 представляет бота. Рисунок 3 иллюстрирует распределение

информативности признаков по источникам данных для собранных наборов ботов и 100 000 случайных пользователей ВКонтакте. Очевидно, что наиболее эффективными признаками для обнаружения ботов были те, которые были получены из графов и расширенных графов. Напротив, признаки, основанные на распределениях, были наименее информативными, что соответствует эмпирическим наблюдениям – боты часто имитируют числовые данные своих профилей в попытке ввести пользователей в заблуждение.

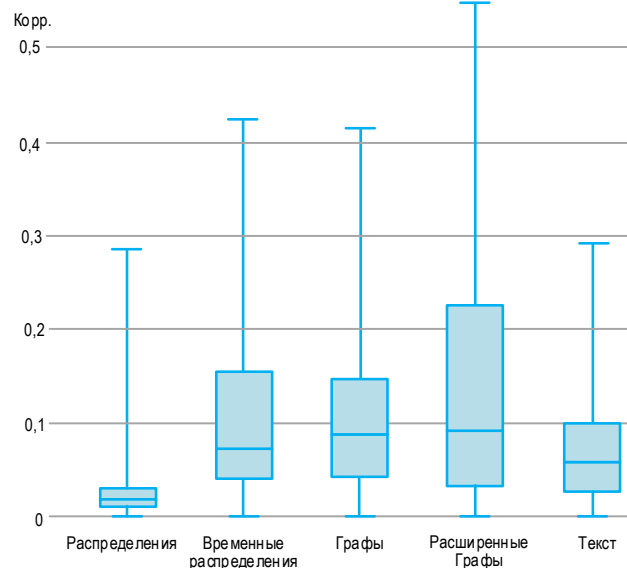


Рис. 3. Распределение информативности (ось Y) признаков по источникам данных (ось X)

Fig. 3. Informativeness Distribution (Y Axis) of Features for Data Types (X Axis)

6. Эффективность обнаружения ботов, предсказания метрик и оценка возможности обмана детектора

Для оценки эффективности классификатора в задаче идентификации отдельных ботов были использованы активные аккаунты выборки из 100 000 случайных пользователей социальной сети ВКонтакте в качестве отрицательных (Истинно Отрицательные: True Negative – TN; Ложно Положительные: False Positive – FP). Для положительных (Истинно Положительные: True Positive – TP и Ложно Отрицательные: False Negative – FN) были использованы активные аккаунты из числа 18 444 ботов из собранных наборов данных. Модель обучалась на 70 % аккаунтов и тестировалась на оставшихся 30 %.

Метрики, описывающие эффективность обнаружения ботов, перечислены в таблице 3, а график площади под ROC-кривой (AUC-ROC) изображен на рисунке 4а. Чтобы оценить, все ли наборы ботов успешно детектируются моделью, был рассчитан коэффициент истинно положительных результатов (TPR, аббр. от англ. True Positive Rate) для каж-

дого набора ботов. Распределение TPR по наборам, а также его среднее значение и стандартное отклонение, представлены на рисунке 4b.

Для метрик ботов была оценена средняя абсолютная ошибка (MAE, аббр. от англ. Mean Absolute Error) прогнозов обученной модели (таблица 5). На рисунке 5 представлены распределения MAE (слева) по различным наборам типов ботов, а также пред-

сказанные и истинные значения их метрик (посередине). Чтобы определить, какие именно боты обладают большей способностью обходить обученную систему обнаружения, была исследована взаимосвязь между TPR и метриками ботов. Корреляция между TPR и метриками наборов ботов представлена на рисунке 5 (справа). Коэффициенты корреляции Спирмена, которые отражают связь между TPR и различными метриками, перечислены в таблице 4.

ТАБЛИЦА 3. Эффективность детектирования ботов в соответствии с рисунком 4

TABLE 3. Bot Detection Efficiency According to Figure 4

TP	TN	FP	FN	Prec.	Rec./TPR	TNR	AUC
2500	7966	160	819	0,940	0,753	0,980	0,94

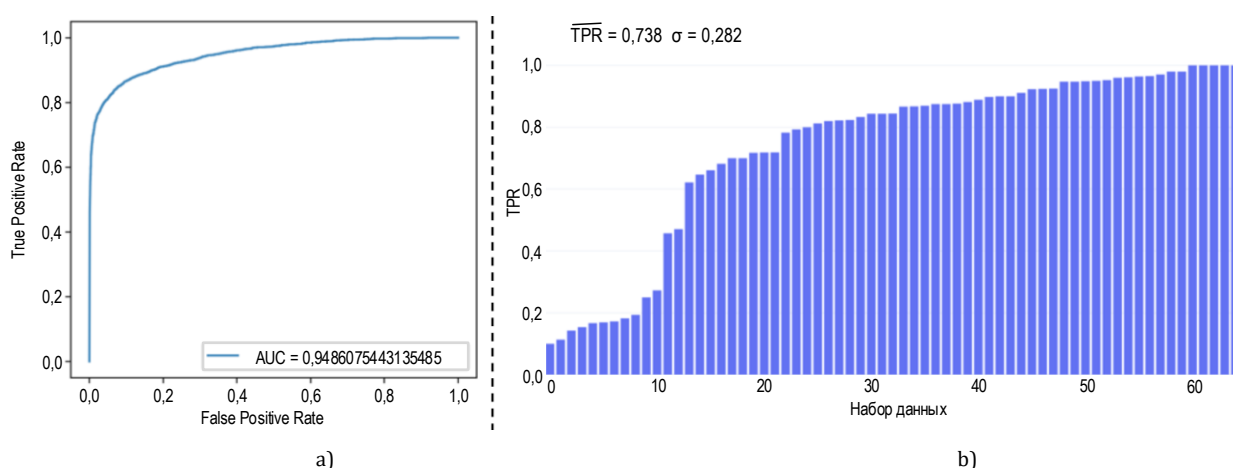


Рис. 4. Результаты оценки качества детектирования ботов: а) AUC-ROC, где экземпляр данных – это отдельный аккаунт; б) распределение TPR , где каждый столбец – это набор ботов определенного вида

Fig. 4. Results of Bot Detection Quality Evaluation: a) AUC-ROC Where Data Example is a Single Account; b) TPR Distribution Where Each Column is a Set with Bots of Specific Type

ТАБЛИЦА 4. Средняя абсолютная ошибка предсказания метрик/корреляция между TPR (способность обнаружить бота) и метриками (характеристики бота) в соответствии с рисунком 5

TABLE 4. Mean Absolute Error of Metrics Prediction/ Correlation between TPR (Ability to Detect Bot) and Metrics (Bot Characteristics) According to Figure 5

Метрика	Качество	Доверие	Скорость	Цена	Тип продавца
MAE/корреляция Спирмена	0,297/-0,172	0,126/0,477	0,226/-0,140	0,186/-0,021	0,136/-0,245

7. Обсуждение результатов

Результаты экспериментов показывают, что использование общепринятых методов машинного обучения в сочетании с построением признаков на основе графов, текста и распределений, а также формированием наборов данных на основе метода покупки, позволяет эффективно обнаруживать ботов и оценивать их параметры. Экспериментальная оценка обученной модели позволила сделать следующие выводы.

Во-первых, AUC-ROC модели обнаружения составляет 0,949 с $TPR = 0,753$, как показано в таблице 3 и на рисунке 4a. Модель показывает высокий

$TNR = 0,980$, что говорит о том, что детектор сохраняет точность даже на несбалансированных входных данных, когда в анализируемых данных настоящих пользователей значительно больше, чем ботов.

Во-вторых, анализ среднего TPR по различным наборам ботов, как показано на рисунке 4b, равен 0,738. Очевидно, что эффективность детектора отличается для различных наборов ботов, при этом только 10 наборов ботов имеют TPR около 0,2, что свидетельствует о том, что существуют определенные разновидности ботов, которые достаточно эффективно могут избежать обнаружения. Тем не менее, для большинства наборов ботов TPR приближается к 0,8.

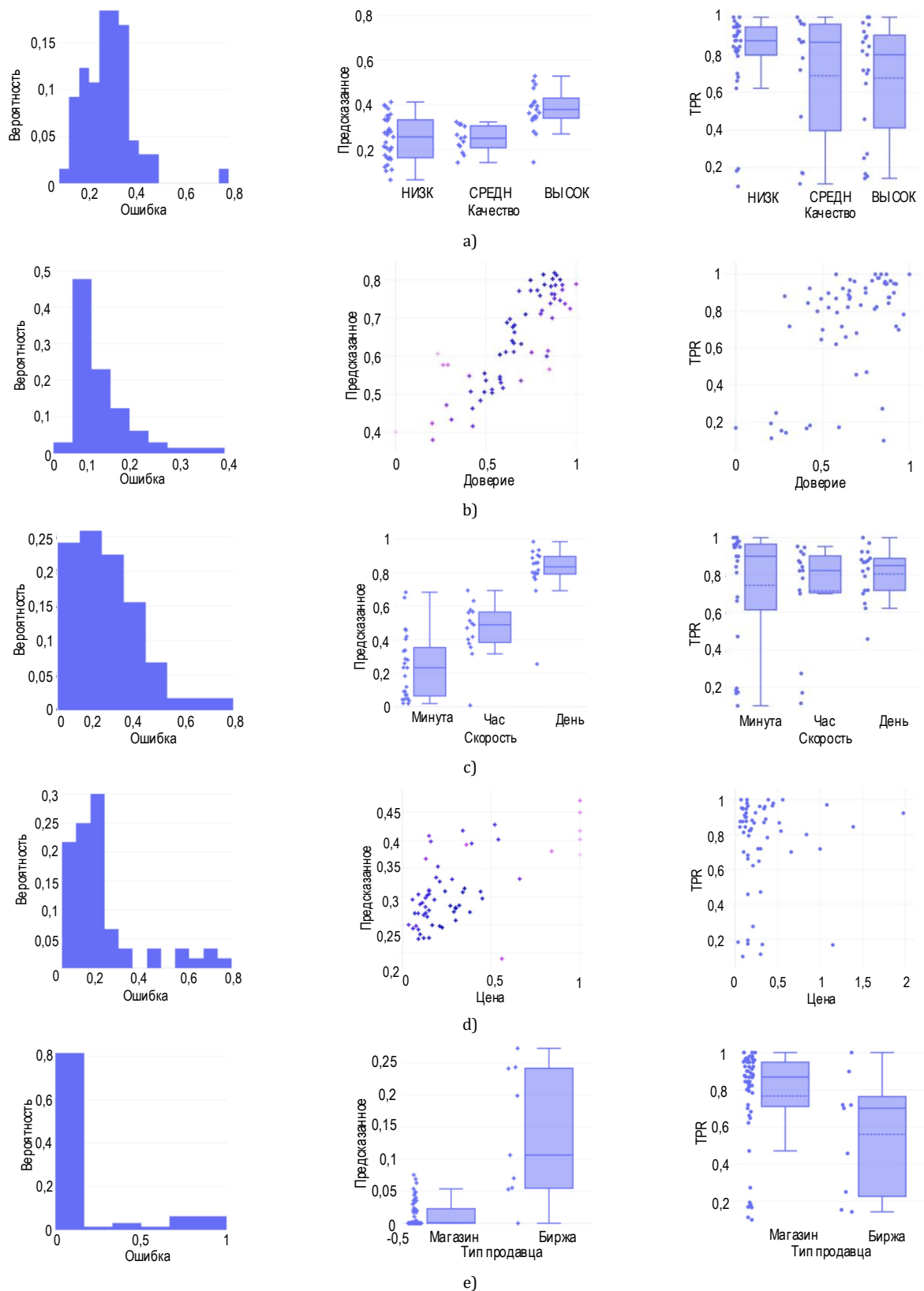


Рис. 5. Результаты оценки эффективности детектирования ботов (распределение MAE – слева, график истинных/предсказанных значений – посередине, зависимость TPR от метрик ботов – справа) для различных метрик: а) качество; б) доверие; в) скорость; д) цена; е) тип продавца

Fig. 5. Results of Bot Detection Efficiency (MAE Distribution – Left Side, Chart Actual/Predicted Values – Middle, TPR Dependency on Bot Metrics – Right Side) for Different Metrics: a) Quality; b) Trust; c) Speed; d) Price; e) Bot Trader Type

В-третьих, согласно таблице 4, предсказание метрик ботов достаточно точно (и как следствие, предсказание характеристик параметров атаки). рисунок 5а показывает, что наибольшую сложностью для модели представляет задача различения ботов низкого и среднего качества; тем не менее, боты высокого качества все еще можно отличить от остальных.

В-четвертых, наиболее заметная корреляция (приблизительно 0,5) наблюдается между «Доверием» и TPR модели, как показано на рисунке 5b и в таблице 4, что говорит о том, что чем сложнее человеку распознать бота, тем сложнее его распознать и обученной модели. Тип продавца также оказывает влияние (корреляция примерно -0,2), что указывает на то, что боты, купленные на бирже, обнаруживаются несколько хуже. Корреляция с ценой, качеством и скоростью бота считается незначительной.

Таким образом, обученная модель подходит для обнаружения ботов, а эффективность обнаружения слабо коррелирует с основными характеристиками ботов – ценой, качеством, скоростью и типом продавца. Данные результаты указывают на то, что модели, обученные с использованием предложенного подхода, способны не только точно обнаружить значительную часть ботов, но и предсказать их характеристики, тем самым составив профиль атаки: определить скорости атаки ботов, связанные с атакой затраты, качество ботов, степень доверия пользователей к данным ботам и тип продавца. Более того, экспериментальная оценка указывает на то, что эффективность детектора не сильно зависит от типов ботов – модель может успешно идентифици-

ровать большинство разновидностей ботов независимо от их параметров. Тем не менее, показатели обнаружения для некоторых наборов ботов остаются низкими, как показано на рисунке 4b, что намекает на наличие неучтенных «скрытых» параметров, которые могут влиять на эффективность детектора.

8. Заключение

В данной работе представлен подход к обнаружению ботов в социальной сети ВКонтакте и оценке их параметров. Использование общепринятых методов машинного обучения в сочетании с построением признаков на основе графов, текста и распределений, а также формированием наборов данных на основе метода покупки, позволило достигнуть высокой степени эффективности детектирования ботов и предсказания их метрик. Проведенные эксперименты указывают, что модели, построенные с использованием предложенного подхода, могут достаточно точно идентифицировать ботов даже на несбалансированных данных, а также обнаруживать большинство разновидностей ботов и предсказывать их метрики. Более того, в экспериментах была обнаружена только слабая корреляция эффективности обнаружения с основными характеристиками ботов, что указывает на то, что модель может успешно идентифицировать большинство разновидностей ботов независимо от их параметров. Сочетание предложенного подхода к обнаружению ботов с предсказанием метрик способен потенциально улучшить процессы выбора контрмер и противодействия атакам в социальных сетях, предоставляя защитным механизмам качественные характеристики атакующего и его возможностей.

Список используемых источников

1. Cresci S. A decade of social bot detection // Communications of the ACM. 2020. Vol. 63. Iss. 10. PP. 72–83. DOI:10.1145/3409116
2. Samoilenko S.A., Suvorova I. Artificial intelligence and deepfakes in strategic deception campaigns: The US and Russian experiences // In: The Palgrave Handbook of Malicious Use of AI and Psychological Security. Cham: Springer International Publishing, 2023. PP. 507–529. DOI:10.1007/978-3-031-22552-9_19
3. Yang K., Menczer F. Anatomy of an AI-powered malicious social botnet // arXiv preprint arXiv:2307.16336.2023. DOI:10.48550/arXiv.2307.16336
4. Gilani Z., Farahbakhsh R., Tyson G., Wang L., Crowcroft J. Of bots and humans (on twitter) // Proceedings of the International Conference on Advances in Social Networks Analysis and Mining. (New York, USA, 31 July 2017). Association for Computing Machinery, 2017. DOI:10.1145/3110025.3110090
5. Orabi M., Mouheb D., Al Aghbari Z., Kamel I. Detection of bots in social media: a systematic review // Information Processing and Management. 2020. Vol. 57. Iss. 4. P. 102250. DOI:10.1016/j.ipm.2020.102250
6. Коломеец М.В., Чечулин А.А. Метрики вредоносных социальных ботов // Труды учебных заведений связи. 2023. Т. 9. № 1. С. 94–104. DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-1-94-104. EDN:HEFHFR
7. Zegzhda P.D., Malyshev E.V., Pavlenko E.Y. The use of an artificial neural network to detect automatically managed accounts in social networks // Automatic Control and Computer Sciences. 2017. Vol. 51. Iss. 8. PP. 874–880. DOI:10.3103/S0146411617080296. EDN:UYCEUW
8. Samokhvalov D.I. Machine learning-based malicious users' detection in the VKontakte social network // Proceedings of the Institute for System Programming of the RAS. 2020. Vol. 32. Iss. 3. PP. 109–117. DOI:10.15514/ISPRAS-2020-32(3)-10
9. Kaveeva A.D., Gurin K.E. Artificial VKontakte profiles and their impact on the social network of users // Journal of Sociology and Social Anthropology. 2018. Vol. 21. Iss. 2. PP. 214–231. DOI:10.31119/jssa.2018.21.2.8. EDN:XZOGHB
10. Kolomeets M., Tushkanova O., Levshun D., Chechulin A. Camouflaged bot detection using the friend list // Proceedings of the 29th Euromicro International Conference on Parallel, Distributed, and Network-Based Processing (PDP, Valladolid, Spain, 10–12 March 2021). IEEE, 2021. PP. 253–259. DOI:10.1109/PDP52278.2021.00048. EDN:ZDXFHS

11. Skorniakov K., Turdakov D., Zhabotinsky A. Make Social Networks Clean Again: Graph Embedding and Stacking Classifiers for Bot Detection // Proceedings of the Workshops, co-located with 27th ACM International Conference on Information and Knowledge Management (CIKM, Torino, Italy, 22 October 2018). ISP RAS? 2019. Vol. 2482. EDN:IHZECD
12. Kolomeets M. MKMETRIC2022 – dataset with VKontakte bot identifiers and their metrics // *guardeec/datasets*. 2022. URL: <https://github.com/guardeec/datasets#mkmetric2022> (Accessed 20.04.2024)
13. Zhou Z., Guan H., Bhat M., Hsu J. Detecting Fake News with NLP: Challenges and Possible Directions. 2018. URL: https://meghu2791.github.io/Fake_News_Detection.pdf (Accessed 20.04.2024)

References:

1. Cresci S. A decade of social bot detection. *Communications of the ACM*. 2020; 63(10):72–83. DOI:10.1145/3409116
2. Samoilenko S.A., Suvorova I. Artificial intelligence and deepfakes in strategic deception campaigns: The US and Russian experiences. In: *The Palgrave Handbook of Malicious Use of AI and Psychological Security*. Cham: Springer International Publishing; 2023. PP. 507–529. DOI:10.1007/978-3-031-22552-9_19
3. Yang K., Menczer F. Anatomy of an AI-powered malicious social botnet. *arXiv preprint arXiv:2307.16336*. 2023. DOI:10.48550/arXiv.2307.16336
4. Gilani Z., Farahbakhsh R., Tyson G., Wang L., Crowcroft J. Of bots and humans (on twitter). *Proceedings of the International Conference on Advances in Social Networks Analysis and Mining, 31 July 2017, New York, USA*. Association for Computing Machinery; 2017. DOI:10.1145/3110025.3110090
5. Orabi M., Mouheb D., Al Aghbari Z., Kamel I. Detection of bots in social media: a systematic review. *Information Processing and Management*. 2020;57(4):102250. DOI:10.1016/j.ipm.2020.102250
6. Kolomeets M., Chechulin A. Properties of Malicious Social Bots. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2023;9(1): 94–104. DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-1-94-104. EDN:HEFHFR
7. Zegzhda P. D., Malyshev E. V., Pavlenko E. Y. The use of an artificial neural network to detect automatically managed accounts in social networks. *Automatic Control and Computer Sciences*. 2017;51(8):874–880. DOI:10.3103/S0146411617080296. EDN:UYCEUW
8. Samokhvalov D.I. Machine learning-based malicious users' detection in the VKontakte social network. *Proceedings of the Institute for System Programming of the RAS*. 2020;32(3):109–117. DOI:10.15514/ISPRAS-2020-32(3)-10
9. Kaveeva A.D., Gurin K.E. Artificial VKontakte profiles and their impact on the social network of users // *Journal of Sociology and Social Anthropology*. 2018;21(2):214–231. DOI:10.31119/jssa.2018.21.2.8. EDN:XZOGHB
10. Kolomeets M., Tushkanova O., Levshun D., Chechulin A. Camouflaged bot detection using the friend list. *Proceedings of the 29th Euromicro International Conference on Parallel, Distributed, and Network-Based Processing, PDP, 10–12 March 2021, Valladolid, Spain*. IEEE; 2021. DOI:10.1109/PDP52278.2021.00048. EDN:ZDXFHS
11. Skorniakov K., Turdakov D., Zhabotinsky A. Make Social Networks Clean Again: Graph Embedding and Stacking Classifiers for Bot Detection. *Proceedings of the Workshops, co-located with 27th ACM International Conference on Information and Knowledge Management, CIKM, 22 October 2018, Torino, Italy, vol.2482*, ISP RAS; 2019. EDN:IHZECD
12. Kolomeets M. MKMETRIC2022 – dataset with VKontakte bot identifiers and their metrics. *guardeec/datasets*. 2022. URL: <https://github.com/guardeec/datasets#mkmetric2022> [Accessed 20 April 2024]
13. Zhou Z., Guan H., Bhat M., Hsu J. Detecting Fake News with NLP: Challenges and Possible Directions. 2018. URL: https://meghu2791.github.io/Fake_News_Detection.pdf [Accessed 20.04.2024]

Статья поступила в редакцию 29.01.2024; одобрена после рецензирования 26.03.2024; принята к публикации 08.04.2024.

The article was submitted 29.01.2024; approved after reviewing 26.03.2024; accepted for publication 08.04.2024.

Информация об авторах:

ЧЕЧУЛИН
Андрей Алексеевич

кандидат технических наук, доцент, ведущий научный сотрудник лаборатории проблем компьютерной безопасности Санкт-Петербургского Федерального исследовательского центра Российской академии наук, доцент кафедры защищенных систем связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича

 <https://orcid.org/0000-0001-7056-6972>

КОЛОМЕЕЦ
Максим Вадимович

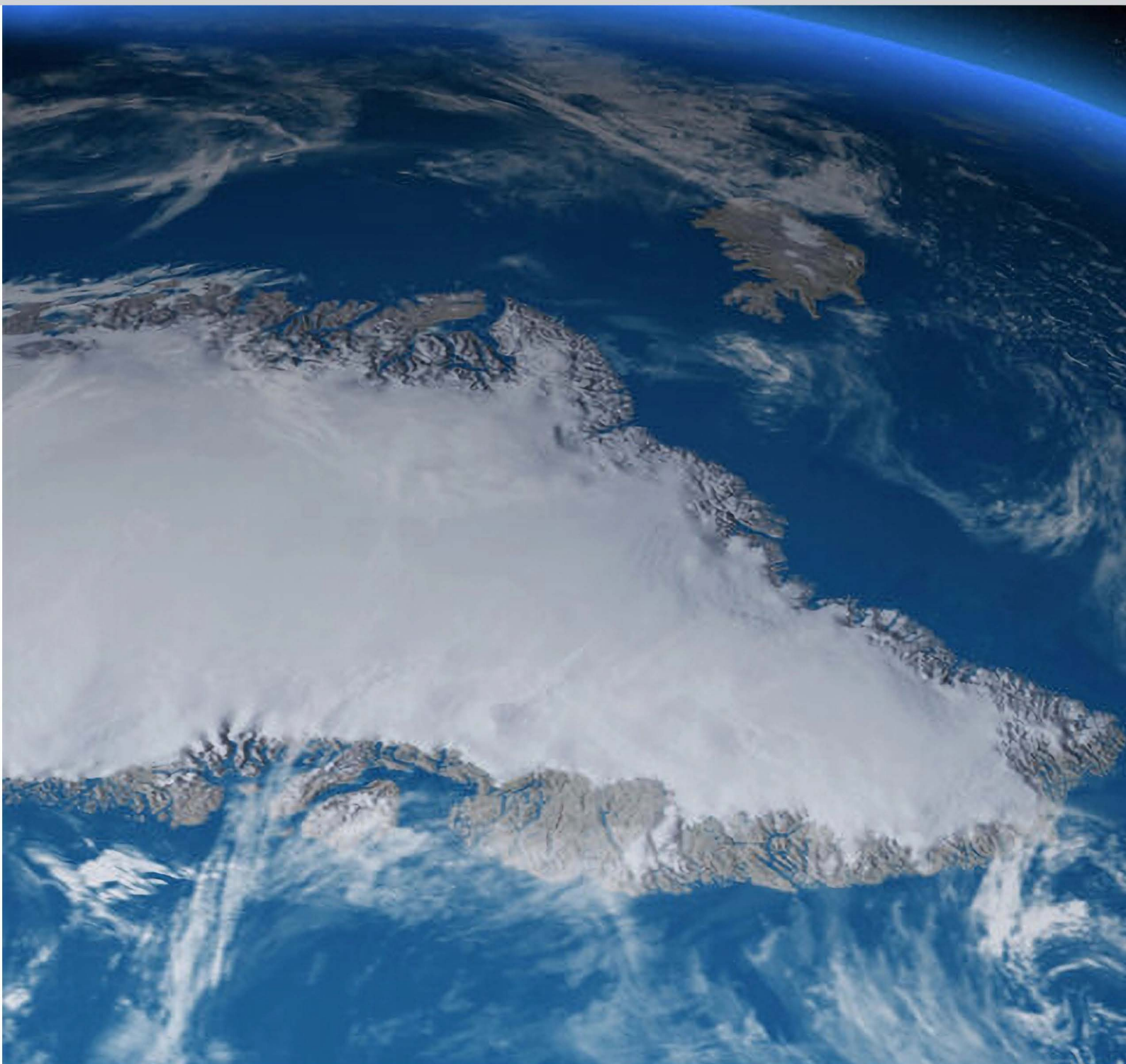
научный сотрудник школы вычислительной техники Ньюкаслского университета

 <https://orcid.org/0000-0002-7873-2733>

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 Web: tuzs.sut.ru VK: vk.com/spbtuzs



Подписной индекс в Объединенном каталоге "ПРЕССА РОССИИ" - 59983