

ТРУДЫ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ СВЯЗИ

Темы номера:

- ✓ Реверс-инжиниринг машинного кода
- ✓ Расчет помехоустойчивости некогерентного приема сигналов с ОФМ-2
- ✓ Анализ задержки в транспортном сегменте Fronthaul сетей 4G/5G

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. № 1

Proceedings of Telecommunication Universities

Vol. 10. Iss. 1

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

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

Регистрационная информация

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

Подписной индекс в объединенном каталоге «ПРЕССА РОССИИ»: 59983

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

Контактная информация

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

Адрес: 191186, Санкт-Петербург, набережная реки Мойки, 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>

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

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

Editorial Board

R.V. Kirichek <i>Editor-in-chief</i>	DSc, associate prof., The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia
A.G. Vladiko <i>Deputy editor-in-chief</i>	PhD, associate prof., The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University 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. Koucheryav	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. Tihamiyu	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. Koucheryav	DSc, prof., The Bonch-Bruevich 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-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunication (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia
Yu.A. Kovalgin	DSc, prof., The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunication (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia

Registration Information

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

Subscription index for joint catalog «PRESSA ROSSII»: 59983

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

Contact Information

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

СОДЕРЖАНИЕ

CONTENTS

КОМПЬЮТЕРНЫЕ НАУКИ И ИНФОРМАТИКА

Рыбин В.Г.
Хаотические системы связи с модуляцией сигнала
на основе управляемой симметрии полувязных
конечно-разностных моделей

6

Rybin V.
Chaotic communication systems with signal
modulation based on controlled symmetry
of semi-implicit finite-difference models

ЭЛЕКТРОНИКА, ФОТОНИКА, ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И СВЯЗЬ

Березкин А.А., Вивчарь Р.М., Киричек Р.В.
Многокритериальная оценка эффективности
управления беспилотными системами
в гибридных сетях связи

18

Berezkin A., Vivchar R., Kirichek R.
Multi-criteria evaluation of UAV control efficiency
in hybrid communication networks

Бухинник А.Ю.
Протоколы сетей сбора данных на основе
радиоканалов стандарта IEEE 802.15.4 для комплексов
защиты подземных металлических сооружений
от электрохимической коррозии

26

Buhinnick A.
Protocols of data collection networks based
on IEEE 802.15.4 radio channels in complexes
for the protection of underground metal structures
from electrochemical corrosion

Диязитдинов Р.Р., Васин Н.Н.
Усовершенствование алгоритма обработки
видеосигналов системы технического зрения
для уменьшения погрешности измерения скорости
движения протяженных объектов

41

Diyazitdinov R., Vasin N.
Improvement of machine vision video signal
processing algorithm for higher accuracy
in extended object speed measurements

Дмитриева В.В., Коровин К.О., Ликонцев А.Н.
Синтез диаграмм направленности антенных решеток
для больших углов сканирования с использованием
генетического алгоритма

49

Dmitrieva V., Korovin K., Likontsev A.
Synthesis of antenna array radiation pattern
at large scanning angles using genetic algorithm

Егоров В.В., Маслаков М.Л.
Повышение вероятности доведения
широковещательных сообщений ГМССБ при передаче
в канале КВ-диапазона в условиях замираний

58

Egorov V., Maslakov M.
Increasing the probability of transfer GMDSS
broadcast messages when transmitted
over HF channel in case fading

Питрин А.В., Попов А.С., Терещенко С.В.
Помехоустойчивость оптимального некогерентного
приема двоичных сигналов с дифференциальной
фазовой манипуляцией в присутствии нескольких
гармонических помех

65

Pitrin A., Popov A., Terechenko S.
Optimal incoherent reception noise immunity
of binary signals with differential phase
manipulation in the presence of several harmonic
interferences

Росляков А.В., Герасимов В.В.
Анализ сквозной задержки в транспортном сегменте
Fronthaul сетей 4G/5G на базе технологии TSN

73

Roslyakov A., Gerasimov V.
Analysis of end-to-end delay in the transport segment
of fronthaul 4G/5G networks based on TSN
technology

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

Израилов К.Е.
Методология проведения реверс-инжиниринга
машинного кода. Часть 3. Динамическое исследование
и документирование

86

Izrailov K.
Methodology for reverse engineering
of machine code. Part 3. Dynamic investigation
and documentation

Подтихов А.В., Савельев А.И.
Открытый набор данных для тестирования Visual
SLAM-алгоритмов при различных погодных условиях

97

Podtikhov A., Saveliev A.
Open dataset for testing of visual SLAM algorithms
under different weather conditions

КОМПЬЮТЕРНЫЕ НАУКИ И ИНФОРМАТИКА

1.2.2 – Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ

Научная статья

УДК 519.872

DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-6-16



Хаотические системы связи с модуляцией сигнала на основе управляемой симметрии полужавных конечно-разностных моделей

Вячеслав Геннадьевич Рыбин, vgrybin@etu.ru

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, 197022, Российская Федерация

Аннотация: Статья посвящена разработке модели когерентной хаотической системы связи, реализующей новый способ модуляции сигнала на основе управляемой симметрии конечно-разностных схем с последующим экспериментальным анализом эффективности различных методов модуляции. Целью работы является проектирование и исследование имитационной компьютерной модели хаотической системы связи с модуляцией сигнала на основе управляемой симметрии полужавных конечно-разностных схем. Элементами научной новизны обладают конечно-разностные модели приемников/передатчиков, позволяющие реализовать новый способ модуляции хаотических сигналов. Результат: получение имитационной модели когерентных хаотических систем связи с инструментами анализа скрытности и помехоустойчивости. Практическая значимость: имитационная модель хаотической системы связи является необходимым инструментом для анализа работоспособности системы перед ее физической реализацией.

Ключевые слова: нелинейная динамика, конечно-разностная модель, полужавные методы интегрирования, хаотические системы связи

Источник финансирования: Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда (проект № 10-79-10334).

Ссылка для цитирования: Рыбин В.Г. Хаотические системы связи с модуляцией сигнала на основе управляемой симметрии полужавных конечно-разностных моделей // Труды учебных заведений связи. 2024. Т. 10. № 1. С. 6–16. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-6-16. EDN:PRUEAO

Chaotic Communication Systems with Signal Modulation Based on Controlled Symmetry of Semi-Implicit Finite-Difference Models

Vyacheslav Rybin, vgrybin@etu.ru

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI",
St. Petersburg, 197022, Russian Federation

Abstract: The article is devoted to investigation coherent communication system model with a new method of signal modulation based on variable symmetry of finite-difference schemes with subsequent experimental analysis of the effectiveness of different modulation techniques. The aim of the study is to investigate a computer model of chaotic communication system with signal modulation based on variable symmetry of semi-implicit finite-difference schemes. Novelty: elements of scientific novelty have finite-difference models of receivers/transmitters, allowing to realize a

new method of modulation of chaotic signals. Result: obtaining a simulation model of coherent chaotic communication systems with tools for covertness and noise immunity analyses. Practical relevance: The simulation model of chaotic communication system is a necessary tool for analyzing the performance of the system before its physical implementation.

Keywords: *nonlinear dynamics, finite-difference models, semi-explicit integration methods, chaotic communication systems*

Funding: This study was supported by the grant of the Russian Science Foundation (RSF), project 20-79-10334.

For citation: Rybin V. Chaotic Communication Systems with Signal Modulation Based on Controlled Symmetry of Semi-Implicit Finite-Difference Models. *Proceedings of Telecommun. Univ.* 2024;10(1):6–16. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-6-16. EDN:PRUEAO

Введение

Одной из наиболее интересных особенностей дискретных хаотических систем является их чувствительность к свойствам оператора численного интегрирования, который используется для перехода от непрерывной модели, представленной, как правило, в виде системы обыкновенных дифференциальных уравнений (ОДУ), к конечно-разностной схеме, пригодной для численных экспериментов и реализации на ЭВМ. Недавние исследования показали, что выбор дискретного оператора может существенно изменять динамику конечно-разностных моделей, вызывая как потерю, так и появление некоторых особенностей по сравнению с непрерывным прототипом [1]. Хотя этот эффект обычно считается нежелательным, он может также привести к появлению новых полезных свойств, которые отсутствовали в непрерывной системе и имеют множество применений, например, в программах шифрования данных или защищенных системах связи.

Сегодня различные системы связи являются неотъемлемой и важнейшей частью повседневной жизни людей. В то же время надежность, безопасность и качество связи постоянно находятся под угрозой из-за различных факторов, таких как помехи, искажения в канале передачи данных, шум и несанкционированное вмешательство. Для решения этих проблем ученые и инженеры разрабатывают новое поколение защищенных систем связи, основанных на свойствах широкополосных сигналов.

Одной из быстро развивающихся областей науки, связанных с созданием таких устройств, является передача данных с использованием хаотических широкополосных сигналов. Хаотический сигнал по своим статистическим и спектральным свойствам напоминает шум, при этом являясь детерминированным и, следовательно, обладающим высокой повторяемостью. Используя хаотические сигналы, можно создавать надежные, безопасные и скрытые системы [2] связи. Однако ряд проблем не позволяет широко использовать хаотические системы для решения коммуникационных задач.

Одной из главных сложностей при проектировании хаотических систем связи (ХСС) является то, что генерация, передача и очистка хаотических сигналов – комплексные задачи, требующие специального математического аппарата и высокочувствительных к ограниченной точности вычислителей. Это объясняется самой природой хаотических систем, когда свойства применяемого оператора дискретного интегрирования и тип данных могут существенно повлиять на свойства получаемой конечно-разностной модели. Представляет интерес, что не только некоторые известные свойства непрерывного прототипа могут отсутствовать в его дискретном аналоге, но и могут появиться новые свойства, отсутствовавшие в исходной системе [3].

Вторая проблема проектирования ХСС заключается в отсутствии эффективных специализированных методов модуляции хаотических сигналов. Ключевыми требованиями к способу модуляции хаотических сигналов являются высокая устойчивость к изменению параметров модуляции с сохранением режима хаотических колебаний, а также хорошая устойчивость к шумам в канале связи.

Тем не менее, в современной литературе обсуждается множество методов реализации защищенных систем связи на основе хаоса. В работе [4] была представлена новая хаотическая система дробного порядка и ее реализация в виде электронной схемы для создания защищенной системы связи. В работе [5] авторы продемонстрировали управляемую электронную схему на основе новой трехмерной ХСС и ее применение для безопасной передачи данных. Другая реализация ХСС с использованием микроконтроллеров описана в работе [6].

Исследования в области ХСС обычно охватывают такие способы модуляции, как хаотическая маскировка, хаотическая модуляция, квадратурная хаотическая фазовая манипуляция [7] и переключение хаотических режимов [8]. Хаотическая модуляция потенциально может обеспечить более высокие показатели безопасности, чем подход с хаотической маскировкой, но для этого требуется более высокое соотношение сигнал/шум (SNR, *аббр. от англ.*

Signal-to-Noise Ratio) в канале [9]. Отметим, что особый интерес для исследований и практической реализации представляют именно когерентные ХСС, поскольку они могут обеспечить наиболее защищенную передачу информации при малых изменениях модулируемых параметров. Когерентные ХСС представляют собой класс систем, в которых происходит синхронизация одного или нескольких осцилляторов на стороне приемника с сигналом в канале связи. Анализируя поведение ошибки синхронизации, можно произвести демодуляцию сигнала и получить исходное сообщение.

Постановка задачи

В настоящей работе описана реализация и проведен анализ эффективности модели ХСС, использующей перспективный способ модуляции на основе управляемой симметрии конечно-разностных схем. Для решения поставленной задачи разобьем ее на следующие подзадачи:

- описание методов интегрирования с управляемой симметрией, как способа синтеза дискретных моделей генераторов хаотических сигналов для реализации приемника и передатчика;
- синтез и анализ конечно-разностной модели хаотической системы с управляемой симметрией;
- реализация моделей приемника и передатчика; оптимизация параметров синхронизации;
- разработка инструментов анализа производительности ХСС; оценка производительности разработанной ХСС с использованием следующих метрик: оценка процента битовых ошибок (BER, аббр. от англ. Bit Error Rate) в различных условиях зашумленности, оценка скрытности.

Полуявные методы интегрирования с управляемой симметрией

Основы концепции диагонально-неявных методов численного интегрирования (Д-методов) изложены Д.Н. Бутусовым в работах [10–12]. Подобные методы обладают вычислительной эффективностью явных методов при лучшей численной устойчивости и точности, а также сохраняют некоторые геометрические свойства решения при моделировании консервативных систем. Упомянутые геометрические особенности были впервые отмечены в полуявных алгоритмах Эйлера – Кромера [13] и Штормера – Верле [14], традиционно используемых при моделировании гамильтоновых систем. В свою очередь, Д-методы являются обобщением полуявных симплектических алгоритмов интегрирования на весь класс динамических систем, описываемых ОДУ, которые могут быть записаны в нормальной форме Коши. Отметим, что Д-методы существуют только для систем размерности $N \geq 2$, вырождаясь для систем первого порядка в явный или неявный метод Эйлера.

Композиционный метод (КД-метод), известный как самосопряженный полунявный метод интегрирования, является частным случаем Д-методов. КД-метод хорошо подходит для моделирования хаотических систем, поскольку он предотвращает смещение хаотических траекторий дискретной системы на периодические или квазихаотические орбиты во время длительного моделирования при ограниченной длине разрядной сетки [15]. В контексте разработки ХСС это означает большую устойчивость к хаотической деградации, что является актуальным при аппаратной реализации генераторов хаоса на платформах с малой разрядной сеткой. Более того, в отличие от полностью неявных полуявные методы не подавляют хаотические режимы за счет избыточной диссипации при моделировании как консервативных, так и диссипативных систем [12].

КД-метод с размером шага интегрирования h может быть описан как:

$$\Psi_h = \Phi_{h/2} \cdot \Phi_{h/2}^*. \quad (1)$$

Это композиция пары опорных сопряженных Д-методов $\Phi_{h/2}$ и $\Phi_{h/2}^*$, взятых с половинным шагом $h/2$. В дискретный момент времени t_n , когда решение x_n уже известно, можно применить пару методов $\Phi_{h/2}$, чтобы получить x_{n+1} .

Рассмотрим динамическую систему порядка $N \geq 2$ с разделяемой правой частью:

$$\dot{x} = f(x), x = (x_1, x_2, \dots, x_N)^T. \quad (2)$$

Нормальная форма Коши для случая $N = 2$ имеет вид:

$$\dot{u} = f_u(u, w), \quad \dot{w} = f_w(u, w). \quad (3)$$

Тогда первый сопряженный метод может быть записан, как:

$$\begin{aligned} u_{n+\frac{1}{2}} &= u_n + \frac{h}{2} f_u(u_n, w_n), \\ w_{n+\frac{1}{2}} &= w_n + \frac{h}{2} f_w(u_{n+\frac{1}{2}}, w_n). \end{aligned} \quad (4)$$

Второй сопряженный метод описывается следующим конечно-разностным уравнением:

$$\begin{aligned} w_{n+1} &= w_{n+\frac{1}{2}} + \frac{h}{2} f_w(u_{n+\frac{1}{2}}, w_{n+\frac{1}{2}}), \\ u_{n+1} &= u_{n+\frac{1}{2}} + \frac{h}{2} f_u(u_{n+1}, w_{n+1}). \end{aligned} \quad (5)$$

Первый сопряженный метод является полностью явным, а второй сопряженный метод содержит неявность в диагональных элементах матрицы системы. Одним из полезных свойств КД-метода является то, что одномерная диагональная неявность может быть разрешена аналитически или с помощью метода простых итераций, что позволяет обойтись без вычислительно-затратных итераций метода Ньютона [12]. При этом сходимость гарантируется за счет одномерности задачи.

Деление шага по времени h на два в уравнении (1) – частный случай более обобщенной формулы адаптивного интегратора. Введем коэффициент симметрии s и применим его к размеру шага h , чтобы разбить его на две произвольные части:

$$\begin{aligned} h_1 &= h \cdot s, \\ h_2 &= h \cdot (1 - s). \end{aligned} \quad (6)$$

Таким образом, можно сформулировать семейство сопряженных полуявных методов с переменной симметрией (КДПС):

$$\Psi_{h,s} = \Phi_{h_1} \cdot \Phi_{h_2}^*. \quad (7)$$

Подобные численные методы сохраняют некоторые из основных свойств КД-метода и обеспечивают аффинное преобразование фазового пространства дискретной системы без смены режима колебаний. Графическая интерпретация метода КДПС представлена на рисунке 1.

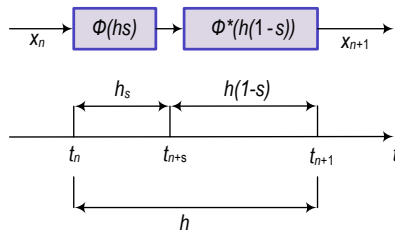


Рис. 1. Один шаг интегрирования полуявного метода с переменной симметрией [16]

Fig. 1. One Integration Step of Semi-Explicit Integration Method with Variable Symmetry [16]

В работе [17] было продемонстрировано, что полная синхронизация двух дискретных моделей хаотических систем не может наблюдаться, если коэффициенты симметрии конечно-разностной схемы ведущего и ведомого осцилляторов не совпадают. Также в работе была показана возможность адаптивного управления коэффициентами симметрии, что делает методы интеграции семейства КДПС пригодными для применения при проектировании цифровых систем связи на основе хаоса. Стоит отметить, что изменение коэффициента симметрии меняет лишь геометрию фазового пространства и, в некоторой степени численную устойчивость конечно-разностной схемы, в отличие от параметра бифуркации, способного изменять тип генерируемых колебаний. Поэтому модуляция коэффициента симметрии может оказаться более защищенным способом передачи сообщений, чем модуляция параметра. В этом и заключается гипотеза настоящего исследования.

Выбор и анализ хаотической системы как основы для генератора/приемника в составе ХСС

В данной работе в качестве основы генератора/приемника хаотических сигналов выбрана следующая система ОДУ третьего порядка [18]:

$$\begin{cases} \dot{x} = ax - y \\ \dot{y} = b(z - y) \\ \dot{z} = (c - b)y + cz + xy \end{cases}, \quad (8)$$

где x, y, z – переменные состояния; a, b, c – параметры системы. Система (8) демонстрирует хаотическое поведение при значении параметров $a = -10$, $b = 55$, $c = 37$. Фазовые портреты системы (8) показаны на рисунке 2.

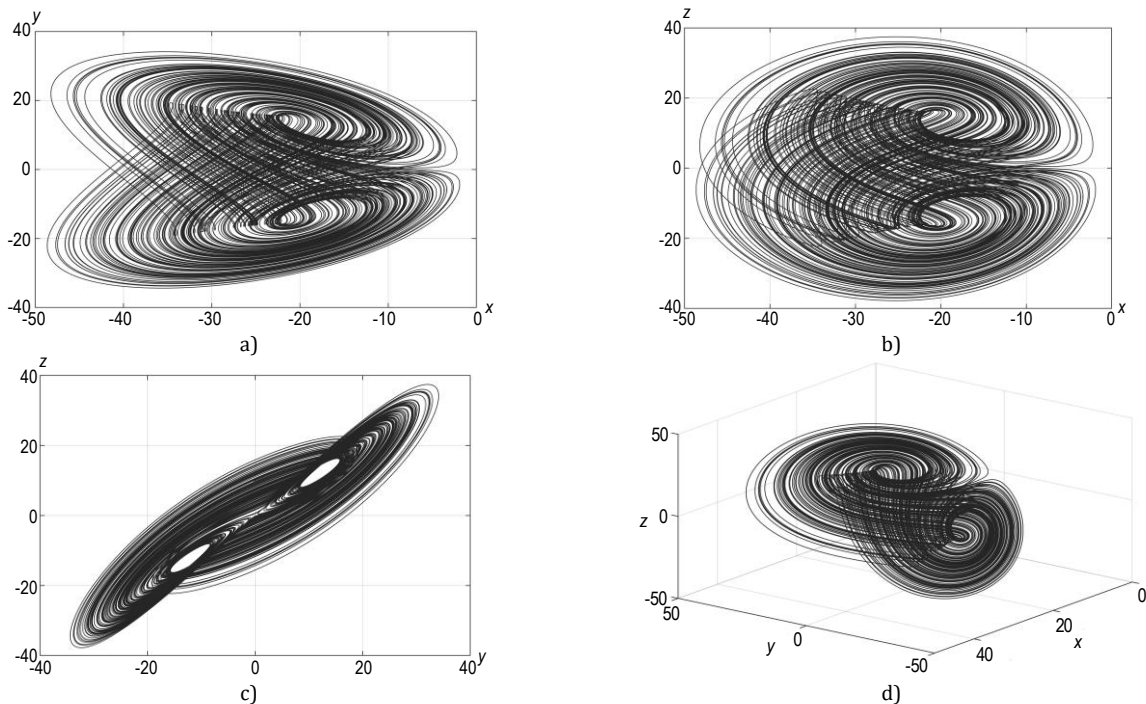


Рис. 2. Фазовые портреты системы (8) в проекции XY (a), XZ (b), YZ (c) и в трехмерном виде (d)

Fig. 2. Phase Portraits of System (8): a) XY-Plane; b) XZ-plane; c) YZ-Plane; d) in Three Dimensions

Система (8) имеет три неустойчивые точки равновесия: одну типа седло и две симметричные точки типа седло-фокус [18]:

$$\begin{cases} E_1 = [0, 0, 0]^T \\ E_2 = [-(2c - b), \sqrt{a(b - 2c)}, \sqrt{a(b - 2c)}]^T \\ E_3 = [-(2c - b), -\sqrt{a(b - 2c)}, -\sqrt{a(b - 2c)}]^T \end{cases} \quad (9)$$

Рассмотрим дискретную модель системы (8), полученную с помощью численного метода интегрирования КДПС:

$$\begin{aligned} x_{n+s} &= x_n + h_1(ax_n - y_n^2), \\ y_{n+s} &= y_n + h_1b(z_n - y_n), \\ z_{n+s} &= z_n + h_1((c - b)y_{n+s} + cz_n + x_{n+s}y_{n+s}), \\ z_{n+1} &= z_{n+s} + h_2 \times \\ &\times ((c - b)y_{n+s} + cz_{n+1} + x_{n+s}y_{n+s}), \\ y_{n+1} &= y_{n+s} + h_2b(z_{n+1} - y_{n+1}), \\ x_{n+1} &= x_{n+s} + h_2(ax_{n+1} - y_{n+1}^2). \end{aligned} \quad (10)$$

Разрешим диагональную неявность аналитически:

$$\begin{aligned} x_{n+s} &= x_n + h_1(ax_n - y_n^2), \\ y_{n+s} &= y_n + h_1b(z_n - y_n), \\ z_{n+s} &= z_n + h_1((c - b)y_{n+s} + cz_n + x_{n+s}y_{n+s}), \\ z_{n+1} &= \frac{z_{n+s} + h_2((c - b)y_{n+s} + x_{n+s}y_{n+s})}{(1 - ch_2)}, \\ y_{n+1} &= \frac{(y_{n+s} + h_2bz_{n+1})}{(1 + bh_2)}, \\ x_{n+1} &= \frac{(x_{n+s} - h_2y_{n+1}^2)}{(1 - ah_2)}. \end{aligned} \quad (11)$$

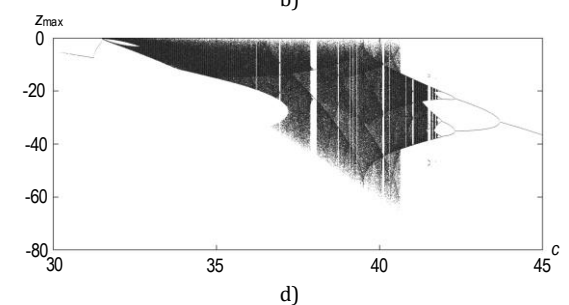
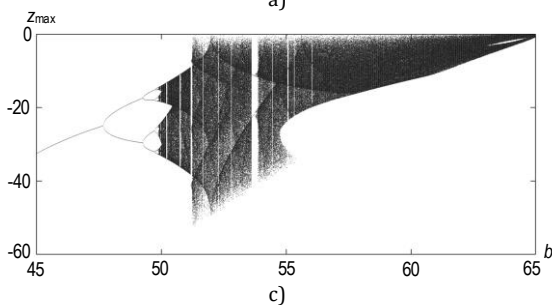
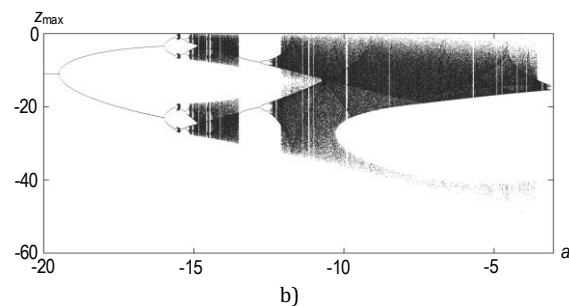
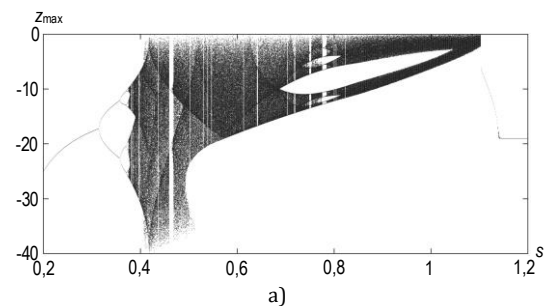


Рис. 3. Бифуркационные диаграммы на основе локальных максимумов для системы (8) при варьировании коэффициента симметрии (а) и параметров а (b), b (с), с (d)

Fig. 3. Bifurcation Diagrams Based on Estimation of Local Maxima for Systems (8) with Respect to Symmetry Coefficient (a), to Parameters a (b), b (c) and c (d)

Классическими инструментами для анализа динамики хаотических систем являются построение бифуркационных диаграмм и показателей Ляпунова. Бифуркационная диаграмма может быть построена путем нанесения значений локальных экстремумов переменных состояния на вертикаль, соответствующую значению исследуемого параметра. Однако такой подход позволяет оценить только амплитудные изменения динамики хаотической системы. В данной работе мы также рассматриваем бифуркационные диаграммы, построенные с помощью оценки временного интервала между соседними локальными максимумами.

Бифуркационные диаграммы на основе локальных максимумов и временного интервала между соседними локальными максимумами при варьировании коэффициента симметрии и параметров бифуркации показаны на рисунках 3 и 4, соответственно. Отметим, что во всех численных экспериментах используется шаг интегрирования $h = 0,01$; начальные условия (x, y, z) приняты равными $(1, 1, 0)$.

Зависимость показателей Ляпунова для системы (8) от коэффициента симметрии и параметров a, b и c показаны на рисунке 5.

Из полученных результатов моделирования можно сделать вывод о том, что система (8) демонстрирует хаотическое поведение на большей части диапазонов изменения параметров и коэффициента симметрии, что делает ее хорошим кандидатом для создания системы защищенной передачи данных.

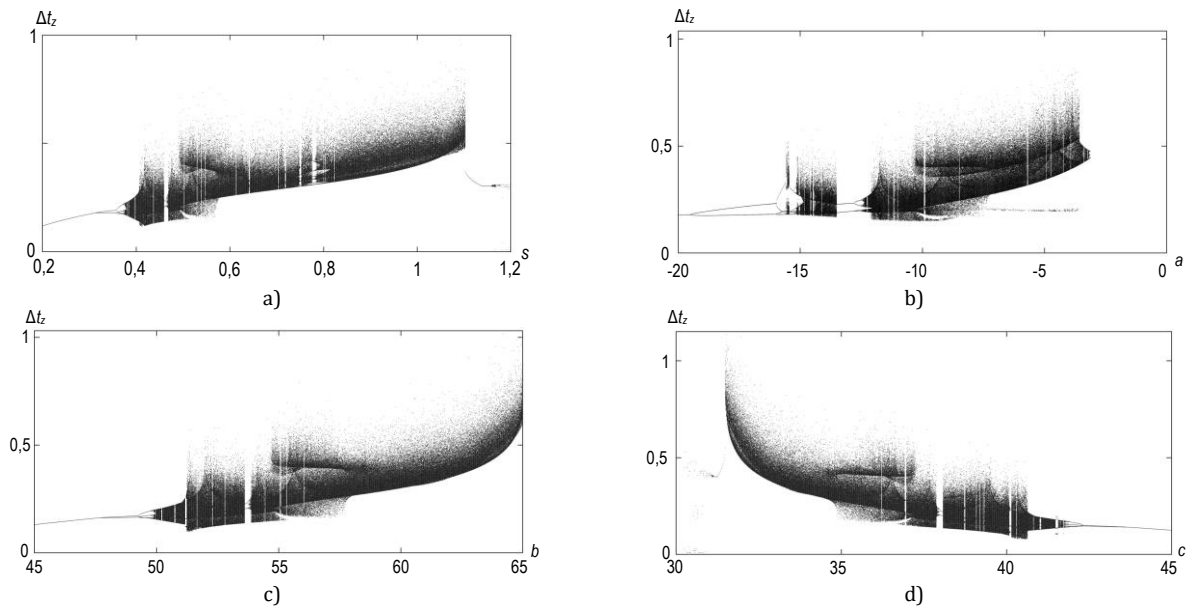


Рис. 4. Бифуркационные диаграммы для системы (8), построенные с помощью значений интервалов между локальными максимумами при варьировании коэффициента симметрии (а) и параметров a (b), b (c), c (d)

Fig. 4. Bifurcation Diagrams Based on Estimation of the Intervals between Local Maxima with Respect to Symmetry Coefficient (a), to Parameters a (b), b (c), c (d)

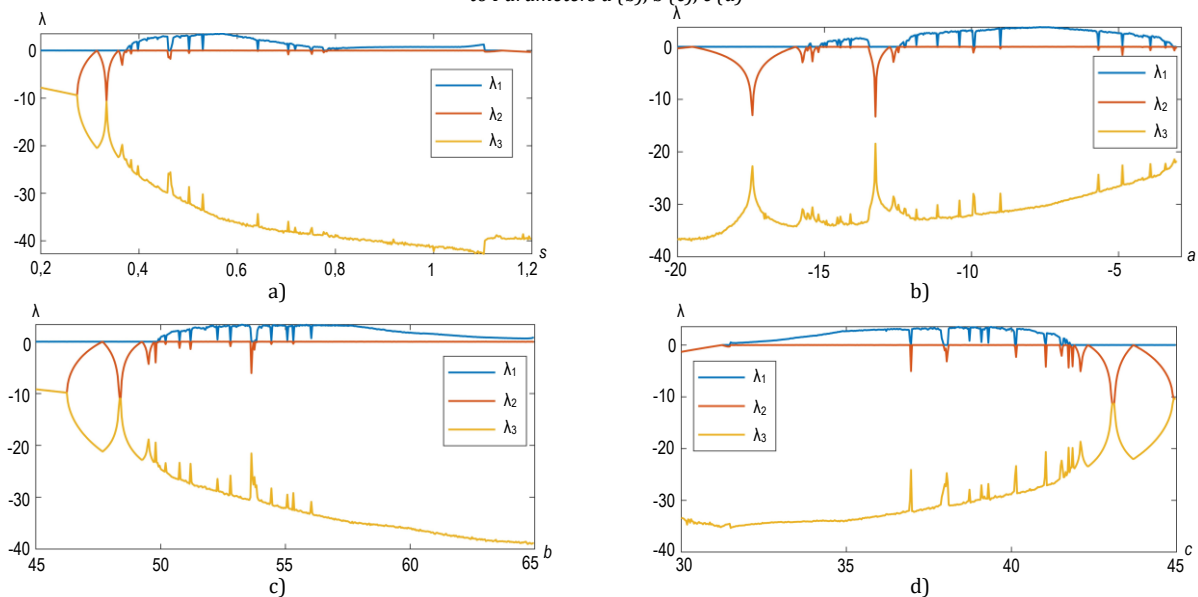


Рис. 5. Зависимость показателей Ляпунова при варьировании коэффициента симметрии (а), и параметров a (b), b (c), c (d)

Fig. 5. Dependence of Lyapunov Exponents with Respect to Symmetry Coefficient (a), to Parameters a (b), b (c), c (d)

Хаотическая система связи на основе управляемой симметрии

В настоящей работе рассматривается перспективная схема построения ХСС на основе управления симметрией дискретных отображений генераторов хаотических сигналов [16]. Данный способ реализации ХСС схож со способом передачи сообщений, использующий модуляцию по параметру бифуркации. Главное отличие предлагаемого способа модуляции состоит в том, что в качестве модулируемого параметра выступает не управляющий параметр хаотической системы, а коэффициент симметрии в дискретном отображении (рисунок 6).

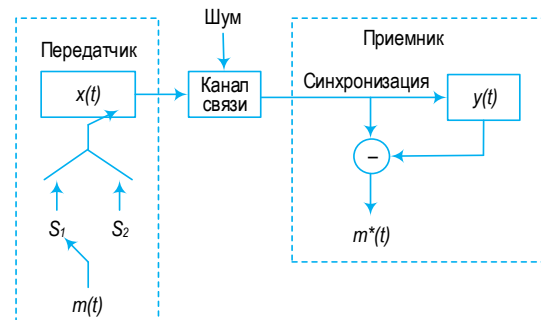


Рис. 6. Архитектура ХСС на основе модуляции коэффициента симметрии

Fig. 6. Architecture of a Chaotic Communication System Based on Symmetry Coefficient Modulation

Процесс передачи тестового сообщения "10101100" показан на рисунке 7.

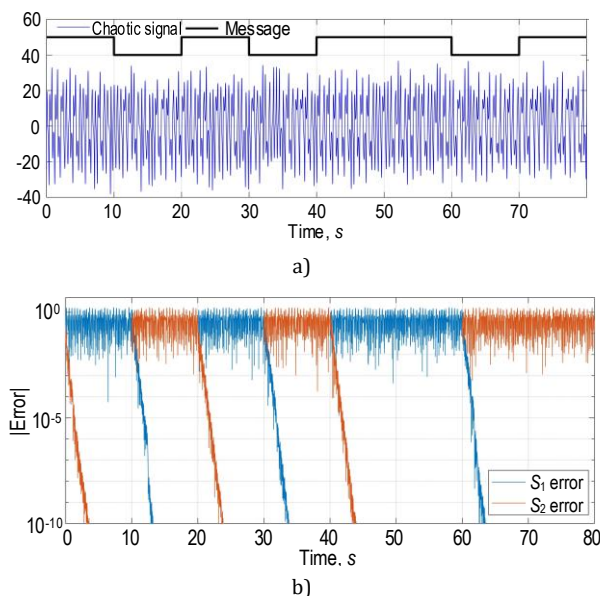


Рис. 7. Динамика сигнала (а) и ошибки синхронизации (б) на стороне приемника при передаче текстового сообщения "10101100"

Fig. 7. Signal Dynamics (a) and Synchronization Errors (b) on the Receive Side when Transmitting the Text Message "10101100"

Оптимизация параметров синхронизации

Разработка ХСС является задачей с многими неизвестными параметрами. При этом для достижения требуемого быстродействия системы при минимальном влиянии ошибок округления и шума на генерируемый сигнал необходимо выбрать оптимальный коэффициент синхронизации, т. е. такой, при котором скорость синхронизации является максимальной при минимальном проценте BER. Используя подход, описанный в работе [19], было определено, что для задачи передачи данных оптимально использовать переменную z системы (8) с коэффициентом синхронизации $K = 60$.

Рисунок 8 демонстрирует зависимость процента BER от значения коэффициента синхронизации при различном SNR в канале связи. Черно-белая линия соответствует оптимальному значению коэффициента синхронизации для заданного SNR.

Используя экспериментальные данные, полученные для построения рисунка 8, можно вывести формулу зависимости SNR для заданного коэффициента синхронизации:

$$SNR(K) = p_1 K^5 + p_2 K^4 + p_3 K^3 + p_4 K^2 + p_5 K + p_6, \quad (12)$$

где SNR – уровень шума в канале связи в дБ; K – коэффициент синхронизации; $p_1 = -0,001869$; $p_2 = 0,1865$; $p_3 = -7,374$; $p_4 = 144,4$; $p_5 = -1400$; $p_6 = 5386$.

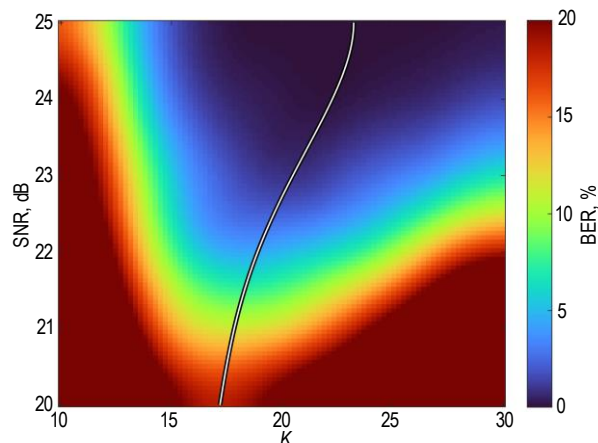


Рис. 8. Зависимость процента BER от значения коэффициента синхронизации и уровня шума в канале связи

Fig. 8. Dependence of Bit-Errors-Rate on the Synchronization Coefficient and Signal-to-Noise Ratio of Communication Channel

Оценка производительности хаотических систем связи (возвратные преобразования)

В работе [20] приведен анализ инструментов оценки скрытности когерентных ХСС. В настоящем исследовании предлагается эффективный способ для численной оценки разницы между сигналами на основе возвратных преобразований. Амплитудное возвратное преобразование (ARM, аббр. от англ. Amplitude Return Map) – разновидность такого вида анализа, нашедшая широкое применение в качестве способа атаки на ХСС. Впервые данный метод был описан в работах [21, 22]. Суть ARM-анализа состоит в нахождении разности, а также среднего значения локальных экстремумов сигнала:

$$\begin{aligned} A_m &= \frac{X_m + Y_m}{2}, B_m = X_m - Y_m, \\ C_m &= \frac{X_{m+1} + Y_m}{2}, D_m = Y_m - X_{m+1}, \end{aligned} \quad (13)$$

где X_m и Y_m – m -е максимумы и минимумы сигнала, соответственно [20].

В работе [23] метод возвратного преобразования успешно использован для атаки на ХСС, основанные на методах хаотической маскировки, модуляции управляющих параметров, включения и переключения хаотических режимов.

Однако данный подход учитывает только амплитудные изменения сигнала. Для того, чтобы учитывать и фазовые изменения сигнала, в данной работе также предлагается использовать амплитудно-фазовые возвратные преобразования (APRM, аббр. от англ. Amplitude and Phase Return Map), получаемые на основе локальных максимумов и временных интервалов между соседними локальными максимумами. Иными словами, на ось абсцисс диаграммы наносятся значения интервалов, а на ось ординат соответствующее значение локальных

максимумов. Таким образом полученная диаграмма отражает как амплитудные, так и фазовые изменения в динамике сигнала.

Пример возвратных преобразований для системы (8) при модуляции коэффициента симметрии (значения параметров: $s_1 = 0,525$ и $s_2 = 0,475$) показаны на рисунках 9a и 9c, а при модуляции бифуркационных параметров (значения параметров: $b_1 = 55,4$ и $b_2 = 54,6$) – на рисунке 9b и 9d.

Для оценки разницы диаграмм используется подход на основе двумерных гистограмм [20], работающий следующим образом. Графики, полученные в ходе возвратных преобразований, разбиваются на ячейки заданных размеров, в результате чего получаются два псевдоизображения, интенсивность цвета в которых зависит от количества точек, которые попали в отдельную ячейку на графике.

Далее находится разница между полученными псевдоизображениями с использованием следующих формул:

$$\theta(x) = \begin{cases} x, & \text{если } x \geq \varepsilon \\ 0, & \text{если } x < \varepsilon \end{cases} \quad \varepsilon \in N,$$

$$\Delta_{i,j} = |X_{i,j} - Y_{i,j}| \cdot |\theta(X_{i,j}) - \theta(Y_{i,j})|, i, j \in [1, N],$$

$$D = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \frac{\theta(\Delta_{i,j})}{\theta(X_{i,j}) + \theta(Y_{i,j})},$$

где θ – ступенчатая функция Хевисайда; $N (N \times N)$ – разрешение двумерной гистограммы; ε – порог отсека редких точек, влияющих на вычисление разницы между двумерными гистограммами. Использование порога снижает чувствительность количественного расчета разницы к наличию случайных выборок, шума или преднамеренного размытия сигнала [20].

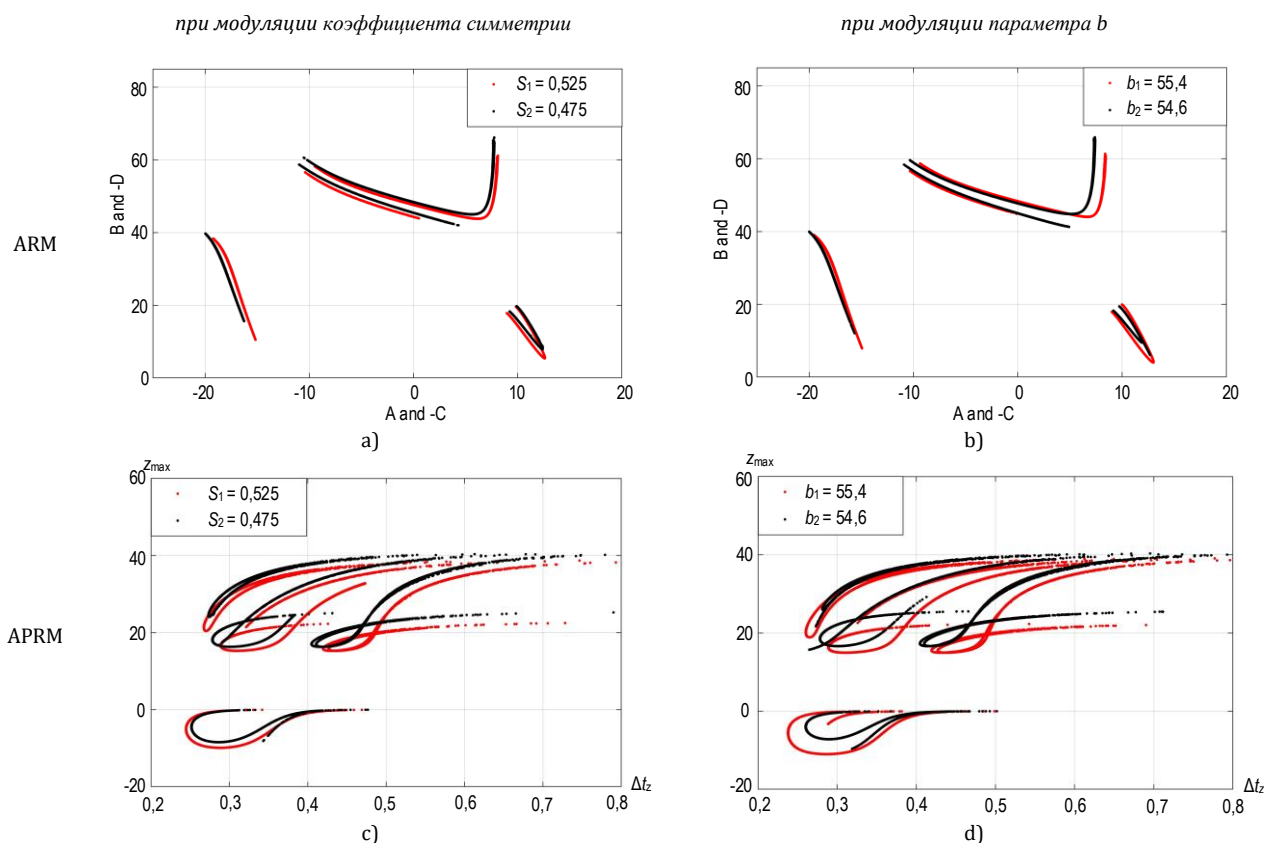


Рис. 9. Возвратные преобразования для системы (8)

Fig. 9. Return Maps for System (8)

Экспериментальная оценка хаотической системы связи

Для передачи сообщений в исследуемой ХСС использовался бинарный алфавит, где каждому символу сообщения соответствует определенное значение параметра или коэффициента симметрии. Экспериментальное исследование включает в себя три набора значений параметров и коэффициентов

симметрии. Значения соответствующих параметров представлены в таблице 1.

Анализ процента BER при передаче сообщения при различных значениях SNR представлен на рисунке 10a. Для проведения анализа BER использовался прямой подсчет ошибок при передаче сообщения размером 10 000 бит. Оценка скрытности с использованием ARM- и APRM-метрик представлена на рисунках 10b и 10c, соответственно.

ТАБЛИЦА 1. Значения параметров для экспериментального исследования

TABLE 1. Experimental Setup

	Параметрическая модуляция			Модуляция коэффициента симметрии		
	b_1	b_2	Δb	s_1	s_2	Δs
1.	55,4	54,6	0,8	0,5025	0,4975	0,05
2.	55,30625	54,69375	0,6125	0,502	0,498	0,04
3.	55,1625	54,375	0,325	0,5015	0,4985	0,03

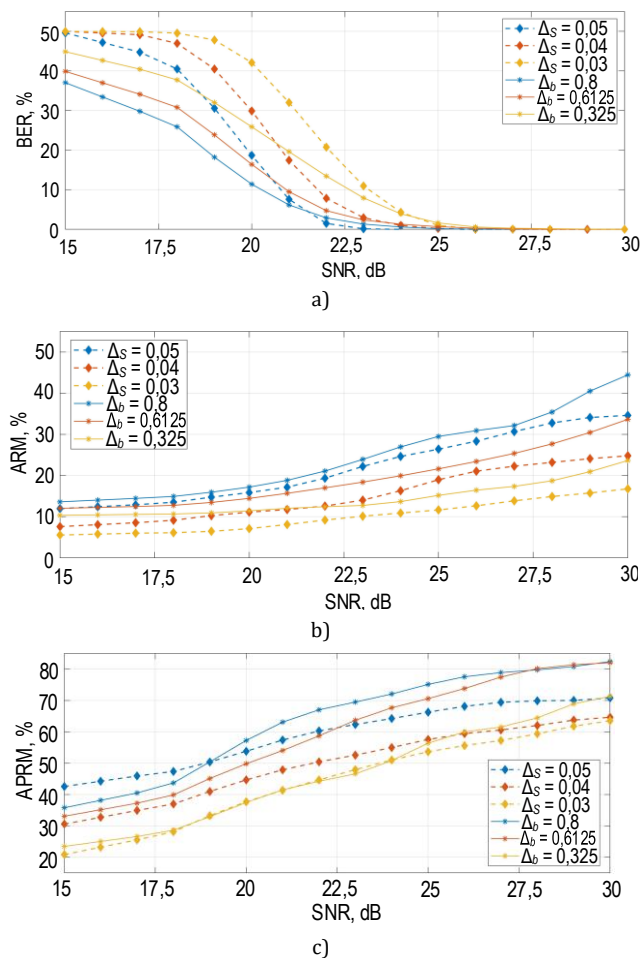


Рис. 10. Зависимость процента BER (а), ARM-метрики (б) и APRM-метрики (с) от SNR

Fig. 10. The Dependence of Bit-Error-Rate (a), ARM (b) and APRM (c) values on SNR

Следует отметить, что в исследовании использовался относительно небольшой разброс параметров, что привело к относительно низкой помехоустойчивости. Основная причина этого ограничения заключается в том, что исследование было сосредоточено на изучении методов хаотической

связи, которые обладают схожей помехоустойчивостью, чтобы выявить наиболее скрытный метод модуляции.

По экспериментальным результатам, представленным на рисунке 10а, видно, что характер изменения процента BER в условиях различной зашумленности несколько отличается в зависимости от способа модуляции. При модуляции на основе коэффициента симметрии наблюдается довольно резкое ухудшение качества передачи информации при уменьшении SNR с 26 до 20 дБ. При этом, для случаев модуляции параметра бифуркации подобное ухудшение наблюдается при уменьшении SNR с 26 до 15 дБ.

Для всех наборов параметров (см. таблицу 1) модуляция коэффициента симметрии оказалась более скрытной, чем параметрическая модуляция (рисунки 10б и 10с). Также стоит отметить, что использование APRM-метрики оказалось более чувствительным при расчете скрытности, чем ARM-метрики.

Заключение

В данной работе был представлен анализ дискретной модели автономной хаотической системы третьего порядка с использованием метода интегрирования с управляемой симметрией.

Динамика тестовой системы была проанализирована с использованием инструментов бифуркационного анализа, а также с помощью анализа показателей Ляпунова. Описано применение управляемой симметрии как способа модуляции для создания когерентных хаотических систем связи. Анализ производительности представленной хаотической системы связи был проведен с помощью оценки процента битовых ошибок в зависимости от уровня шума в канале связи, а также была проведена оценка скрытности с использованием амплитудных и амплитудно-фазовых возвратных преобразований.

Экспериментальное исследование показало, что модуляция на основе коэффициента симметрии является более скрытной, чем классическая модуляция параметров бифуркации.

Автор выражает благодарность кандидату технических наук профессору Бутусову Денису Николаевичу за плодотворную дискуссию и ценные советы при планировании исследования, а также признательность кандидату технических наук Бобровой Юлии Олеговне за помощь в оформлении работы.

Список источников

1. Ostrovskii V.Y., Karimov A.I., Rybin V.G., Kopets E.E., Butusov D.N. Comparing the Finite-Difference Schemes in the Simulation of Shunted Josephson Junctions // Proceedings of the 23rd Conference of Open Innovations Association (FRUCT, Bologna, Italy, 13–16 November 2018). IEEE, 2018. PP. 300–305. DOI:10.23919/FRUCT.2018.8588028
2. Kaddoum G. Wireless Chaos-Based Communication Systems: A Comprehensive Survey // IEEE Access. 2016. Vol. 4. PP. 2621–2648. DOI:10.1109/ACCESS.2016.2572730

3. Ostrovskii V.Y., Rybin V.G., Karimov A.I., Butusov D.N. Inducing multistability in discrete chaotic systems using numerical integration with variable symmetry // *Chaos, Solitons & Fractals*. 2022. Vol. 165. Part 1. P. 112794. DOI:10.1016/j.chaos.2022.112794
4. Rahman Z.A.S., Jasim B.H., Al-Yasir Y.I., Hu Y.F., Abd-Alhameed R.A., Alhasnawi B.N. A New Fractional-Order Chaotic System with its Analysis, Synchronization, and Circuit Realization for Secure Communication Applications // *Mathematics*. 2021. Vol. 9. Iss. 20. P. 2593. DOI:10.3390/math9202593
5. Benkouider K., Bouden T., Sambas A., Mohamed M.A., Sulaiman I. M., Mamat M., et al. Dynamics, Control and Secure Transmission Electronic Circuit Implementation of a New 3D Chaotic System in Comparison With 50 Reported Systems // *IEEE Access*. 2021. Vol. 9. PP. 152150–152168. DOI:10.1109/ACCESS.2021.3126655
6. Gokyildirim A., Kocamaz U.E., Uyaroglu Y., Calgan H. A novel five-term 3D chaotic system with cubic nonlinearity and its microcontroller-based secure communication implementation // *AEU – International Journal of Electronics and Communications*. 2023. Vol. 160. P. 154497. DOI:10.1016/j.aeue.2022.154497
7. Babajans R., Cirjulina D., Capligins F., Kolosovs D., Grizans J., Litvinenko A. Performance Analysis of Vilnius Chaos Oscillator-Based Digital Data Transmission Systems for IoT // *Electronics*. 2023. Vol. 12. Iss. 3. P. 709. DOI:10.3390/electronics12030709
8. Cirjulina D., Babajans R., Kolosovs D., Litvinenko A. Experimental Study on Frequency Modulated Chaos Shift Keying Communication System // *Proceedings of the Workshop on Microwave Theory and Techniques in Wireless Communications (MTTW, Riga, Latvia, 05–07 October 2022)*. IEEE, 2022. DOI:10.1109/MTTW56973.2022.9942593
9. Cui S., Zhang J. Chaotic Secure Communication Based on Single Feedback Phase Modulation and Channel Transmission // *IEEE Photonics Journal*. 2019. Vol. 11. Iss. 5. P. 7905208. DOI:10.1109/JPHOT.2019.2931615
10. Butusov D.N., Karimov A.I., Tutueva A.V. Symmetric extrapolation solvers for ordinary differential equations // *Proceedings of NW Russia Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conference (EIConRusNW, St. Petersburg, Russia, 02–03 February 2016)*. IEEE, 2016. P. 162–167. DOI:10.1109/EIConRusNW.2016.7448145
11. Voroshilova A., Wafubwa J. Discrete Competitive Lotka–Volterra Model with Controllable Phase Volume // *Systems*. 2020. Vol. 8. Iss. 2. P. 17. DOI:10.3390/systems8020017
12. Butusov D.N., Ostrovskii V.Y., Karimov A.I., Andreev V.S. Semi-Explicit Composition Methods in Memcapacitor Circuit Simulation // *International Journal of Embedded and Real-Time Communication Systems (IJERTCS)*. 2019. Vol. 10. Iss. 2. PP. 37–52. DOI:10.4018/IJERTCS.2019040103
13. Terentev A.A., Butusov D.N., Fedoseev P.S. Novel Composition ODE Solver based on Semi-Implicit Integration // *Proceedings of the International Conference on Soft Computing and Measurements (SCM, St. Petersburg, Russia, 27–29 May 2020)*. IEEE, 2020. PP. 128–132. DOI:10.1109/SCM50615.2020.9198821
14. Reich S. Linearly implicit time stepping methods for numerical weather prediction // *BIT Numerical Mathematics*. 2006. Vol. 46. PP. 607–616. DOI:10.1007/s10543-006-0065-0
15. Tutueva A., Butusov D. Avoiding Dynamical Degradation in Computer Simulation of chaotic Systems Using Semi-Explicit Integration: Rössler Oscillator Case // *Fractal and Fractional*. 2021. Vol. 5. Iss. 4. P. 214. DOI:10.3390/fractalfract5040214
16. Karimov T., Rybin V., Kolev G., Rodionova E., Butusov D. Chaotic Communication System with Symmetry-Based Modulation // *Applied Sciences*. 2021. Vol. 11. Iss. 8. P. 3698. DOI:10.3390/app11083698
17. Tutueva A.V., Karimov T.I., Andreev V.S., Zubarev A.V., Rodionova E.A., Butusov D.N. Synchronization of Chaotic Systems via Adaptive Control of Symmetry Coefficient in Semi-Implicit Models // *Proceedings of the Ural Smart Energy Conference (USEC, Ekaterinburg, Russia, 13–15 November 2020)*. IEEE, 2020. PP. 143–146. DOI:10.1109/USEC50097.2020.9281181
18. Singh P.P. A Novel Chaotic System with Wide Spectrum, its Synchronization, Circuit Design and Application to Secure Communication // *Indian Journal of Science and Technology*. 2021. Vol. 14. Iss. 28. PP. 2351–2367. DOI:10.17485/ijst/v14i28.1035
19. Rybin V., Kolev G., Kopets E., Dautov A., Karimov A., Karimov T. Optimal Synchronization Parameters for Variable Symmetry Discrete Models of Chaotic Systems // *Proceedings of the 11th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO, Budva, Montenegro, 07–10 June 2022)*. IEEE, 2022. DOI:10.1109/MECO55406.2022.9797125
20. Rybin V., Butusov D., Rodionova E., Karimov T., Ostrovskii V., Tutueva A. Discovering Chaos-Based Communications by Recurrence Quantification and Quantified Return Map Analyses // *International Journal of Bifurcation and Chaos*. 2022. Vol. 32. Iss. 9. P. 2250136. DOI:10.1142/S021812742250136X
21. Pérez G., Cerdeira H.A. Extracting messages masked by chaos // *Physical Review Letters*. 1995. Vol. 74. Iss. 11. P. 1970. DOI:10.1103/PhysRevLett.74.1970
22. Li S., Chen G., Alvarez G. Return-map cryptanalysis revisited // *International Journal of Bifurcation and Chaos*. 2006. Vol. 16. Iss. 5. PP. 1557–1568. DOI:10.1142/S0218127406015507
23. Yang T., Yang L.B., Yang C.M. Cryptanalyzing chaotic secure communications using return maps // *Physics Letters A*. 1998. Vol. 245. Iss. 6. PP. 495–510. DOI:10.1016/S0375-9601(98)00425-3

References

1. Ostrovskii V.Y., Karimov A.I., Rybin V.G., Kopets E.E., Butusov D.N. Comparing the Finite-Difference Schemes in the Simulation of Shunted Josephson Junctions. *Proceedings of the 23rd Conference of Open Innovations Association, FRUCT, 13–16 November 2018, Bologna, Italy*. IEEE; 2018. p.300–305. DOI:10.23919/FRUCT.2018.8588028
2. Kaddoum G. Wireless Chaos-Based Communication Systems: A Comprehensive Survey. *IEEE Access*. 2016;4:2621–2648. DOI:10.1109/ACCESS.2016.2572730
3. Ostrovskii V.Y., Rybin V.G., Karimov A.I., Butusov D.N. Inducing multistability in discrete chaotic systems using numerical integration with variable symmetry. *Chaos, Solitons & Fractals*. 2022;165(1):112794. DOI:10.1016/j.chaos.2022.112794
4. Rahman Z.A.S., Jasim B.H., Al-Yasir Y.I., Hu Y.F., Abd-Alhameed R.A., Alhasnawi B.N. A New Fractional-Order Chaotic System with its Analysis, Synchronization, and Circuit Realization for Secure Communication Applications. *Mathematics*. 2021;9(20):2593. DOI:10.3390/math9202593
5. Benkouider K., Bouden T., Sambas A., Mohamed M.A., Sulaiman I. M., Mamat M., et al. Dynamics, Control and Secure Transmission Electronic Circuit Implementation of a New 3D Chaotic System in Comparison With 50 Reported Systems. *IEEE Access*. 2021;9:152150–152168. DOI:10.1109/ACCESS.2021.3126655

6. Gokyildirim A., Kocamaz U.E., Uyaroglu Y., Calgan H. A novel five-term 3D chaotic system with cubic nonlinearity and its microcontroller-based secure communication implementation. *AEU – International Journal of Electronics and Communications*. 2023;160:154497. DOI:10.1016/j.aeue.2022.154497
7. Babajans R., Cirjulina D., Capligins F., Kolosovs D., Grizans J., Litvinenko A. Performance Analysis of Vilnius Chaos Oscillator-Based Digital Data Transmission Systems for IoT. *Electronics*. 2023;12(3):709. DOI:10.3390/electronics12030709
8. Cirjulina D., Babajans R., Kolosovs D., Litvinenko A. Experimental Study on Frequency Modulated Chaos Shift Keying Communication System. *Proceedings of the Workshop on Microwave Theory and Techniques in Wireless Communications, MTTW, 05–07 October 2022, Riga, Latvia*. IEEE; 2022. DOI:10.1109/MTTW56973.2022.9942593
9. Cui S., Zhang J. Chaotic Secure Communication Based on Single Feedback Phase Modulation and Channel Transmission. *IEEE Photonics Journal*. 2019;11(5):7905208. DOI:10.1109/JPHOT.2019.2931615
10. Butusov D.N., Karimov A.I., Tutueva A.V. Symmetric extrapolation solvers for ordinary differential equations. *Proceedings of NW Russia Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conference, ElConRusNW, 02–03 February 2016, St. Petersburg, Russia*. IEEE; 2016. p.162–167. DOI:10.1109/ElConRusNW.2016.7448145
11. Voroshilova A., Wafubwa J. Discrete Competitive Lotka–Volterra Model with Controllable Phase Volume. *Systems*. 2020;8(2):17. DOI:10.3390/systems8020017
12. Butusov D.N., Ostrovskii V.Y., Karimov A.I., Andreev V.S. Semi-Explicit Composition Methods in Memcapacitor Circuit Simulation. *International Journal of Embedded and Real-Time Communication Systems (IJERTCS)*. 2019;10(2):37–52. DOI:10.4018/IJERTCS.2019040103
13. Terentev A.A., Butusov D.N., Fedoseev P.S. Novel Composition ODE Solver based on Semi-Implicit Integration. *Proceedings of the International Conference on Soft Computing and Measurements, SCM, 27–29 May 2020, St. Petersburg, Russia*. IEEE; 2020. p.128–132. DOI:10.1109/SCM50615.2020.9198821
14. Reich S. Linearly implicit time stepping methods for numerical weather prediction. *BIT Numerical Mathematics*. 2006;46:607–616. DOI:10.1007/s10543-006-0065-0
15. Tutueva A., Butusov D. Avoiding Dynamical Degradation in Computer Simulation of chaotic Systems Using Semi-Explicit Integration: Rössler Oscillator Case. *Fractal and Fractional*. 2021;5(4):214. DOI:10.3390/fractalfract5040214
16. Karimov T., Rybin V., Kolev G., Rodionova E., Butusov D. Chaotic Communication System with Symmetry-Based Modulation. *Applied Sciences*. 2021;11(8):3698. DOI:10.3390/app11083698
17. Tutueva A.V., Karimov T.I., Andreev V.S., Zubarev A.V., Rodionova E.A., Butusov D.N. Synchronization of Chaotic Systems via Adaptive Control of Symmetry Coefficient in Semi-Implicit Models. *Proceedings of the Ural Smart Energy Conference, USEC, 13–15 November 2020, Ekaterinburg, Russia*. IEEE; 2020. p.143–146. DOI:10.1109/USEC50097.2020.9281181
18. Singh P.P. A Novel Chaotic System with Wide Spectrum, its Synchronization, Circuit Design and Application to Secure Communication. *Indian Journal of Science and Technology*. 2021;14(28):2351–2367. DOI:10.17485/ijst/v14i28.1035
19. Rybin V., Kolev G., Kopets E., Dautov A., Karimov A., Karimov T. Optimal Synchronization Parameters for Variable Symmetry Discrete Models of Chaotic Systems. *Proceedings of the 11th Mediterranean Conference on Embedded Computing, MECO, 07–10 June 2022, Budva, Montenegro*. IEEE; 2022. DOI:10.1109/MECO55406.2022.9797125
20. Rybin V., Butusov D., Rodionova E., Karimov T., Ostrovskii V., Tutueva A. Discovering Chaos-Based Communications by Recurrence Quantification and Quantified Return Map Analyses. *International Journal of Bifurcation and Chaos*. 2022;32(9):2250136. DOI:10.1142/S021812742250136X
21. Pérez G., Cerdeira H.A. Extracting messages masked by chaos. *Physical Review Letters*. 1995;74(11):1970. DOI:10.1103/PhysRevLett.74.1970
22. Li S., Chen G., Alvarez G. Return-map cryptanalysis revisited. *International Journal of Bifurcation and Chaos*. 2006;16(5):1557–1568. DOI:10.1142/S0218127406015507
23. Yang T., Yang L.B., Yang C.M. Cryptanalyzing chaotic secure communications using return maps. *Physics Letters A*. 1998;245(6):495–510. DOI:10.1016/S0375-9601(98)00425-3

Статья поступила в редакцию 07.02.2024; одобрена после рецензирования 12.02.2024; принята к публикации 19.02.2024.

The article was submitted 07.02.2024; approved after reviewing 12.02.2024; accepted for publication 19.02.2024.

Информация об авторе:

РЫБИН
Вячеслав Геннадьевич

ассистент кафедры систем автоматизированного проектирования
Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета
«ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
 <https://orcid.org/0000-0002-6515-0224>

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 004.05

DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-18-25



Многокритериальная оценка эффективности управления беспилотными системами в гибридных сетях связи

Александр Александрович Березкин, berezkin.aa@sut.ru

Роман Михайлович Вивчарь, vivchar.rm@sut.ru

Руслан Валентинович Киричек, kirichek@sut.ru

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

Аннотация: В настоящее время отмечается активный рост использования беспилотных систем в различных сферах деятельности. Качественное выполнение беспилотными системами своих целевых задач зависит от эффективности функционирования каналов информационного обмена для управления ими, которая складывается из нескольких критериев, что обуславливает отнесение задачи ее оценки к классу многокритериальных. В данной статье представлена соответствующая методика оценки, в основе которой лежит использование вероятности достижения комплекса целей функционирования в качестве обобщенного показателя эффективности. Для определения вероятности применяется широко распространенный метод ядерной оценки Розенблатта – Парзена. Описаны основные этапы методики и предложены рекомендации по ее использованию в рамках обеспечения качественного выполнения беспилотными системами своих целевых задач.

Ключевые слова: гибридные сети, беспилотные средства, система управления, многокритериальное оценивание, эффективность

Ссылка для цитирования: Березкин А.А., Вивчарь Р.М., Киричек Р.В. Многокритериальная оценка эффективности управления беспилотными системами в гибридных сетях связи // Труды учебных заведений связи. 2024. Т. 10. № 1. С. 18–25. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-18-25. EDN:VLZDQC

Multi-Criteria Evaluation of UAV Control Efficiency in Hybrid Communication Networks

Aleksandr Berezhkin, berezkin.aa@sut.ru

Roman Vivchar, vivchar.rm@sut.ru

Ruslan Kirichek, kirichek@sut.ru

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

Abstract: Currently, there is an active growth in the use of unmanned systems in various spheres of activity. The qualitative fulfillment by unmanned systems of their target tasks depends on the efficiency of information exchange channels for their control, which consists of several criteria, which makes the problem of its evaluation a multi-criteria one. This article presents the corresponding evaluation methodology, which is based on the use of the probability of achieving a set of functioning goals as a generalized efficiency indicator. To determine the probability, the widely used Rosenblatt-Parzen nuclear estimation method is used. The main stages of the methodology are described and recommendations for its use in the framework of ensuring qualitative fulfillment by unmanned systems of their target tasks are offered.

Keywords: hybrid networks, unmanned vehicles, control system, multi-criteria evaluation, efficiency

For citation: Berezkin A., Vivchar R., Kirichek R. Multi-Criteria Evaluation of UAV Control Efficiency in Hybrid Communication Networks. *Proceedings of Telecommun. Univ.* 2024;10(1):18–25. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-18-25. EDN:VLZDQC

Введение

Растущие потребности пользователей в объемах и качестве передачи данных, а также повсеместное внедрение телекоммуникационных сетей на объектах критической инфраструктуры приводят к необходимости внедрения на сетях связи инновационных архитектурных решений, автоматизации управления их работой и обеспечения безопасности информации.

Одним из наиболее значимых направлений технологического и рыночного развития сферы связи становится появление гибридных орбитально-наземных сетей связи (ГОНСС), включающие в свой состав негеостационарные спутниковые группировки и наземные сегменты различных сетей связи (Стратегия развития отрасли связи Российской Федерации на период до 2035 года, утвержденная Распоряжением Правительства Российской Федерации от 24 ноября 2023 года № 3339-р). В силу своих технологических особенностей и взаимодействия с наземной инфраструктурой связи такие спутниковые и орбитально-наземные системы связи в перспективе окажут существенное влияние на рынки не только спутниковой, но также фиксированной и мобильной связи во всем мире.

В настоящее время работы по развитию многоспутниковых группировок ведутся госкорпорацией «Роскосмос» и ее дочерними структурами в рамках федерального проекта «Комплексное развитие космических информационных технологий» (проект «Сфера») госпрограммы «Космическая деятельность России», «SPUTNIX», «Бюро 1440» и АО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва».

Одним из активных пользователей таких сетей могут выступать различные беспилотные системы (БС), основным назначением которых является получение информации, а также проведение различных манипуляций на удалении от оператора. На рисунке 1 представлен вариант схемы ГОНСС для управления БС от первого лица, где в состав центра управления включена станция внешнего пилота (СВП), а также центральная (ЦССС) и региональные (РССС) станции спутниковой связи.

Методам взаимодействия, управления, а также построения перспективных сенсорных и летающих сетей на базе БПЛА для различных приложений посвящено множество публикаций [1–5]. Однако на текущий момент особую актуальность приобретает задача обоснования проектных решений по созданию каналов информационного обмена для управления БС в ГОНСС (далее – Каналов).

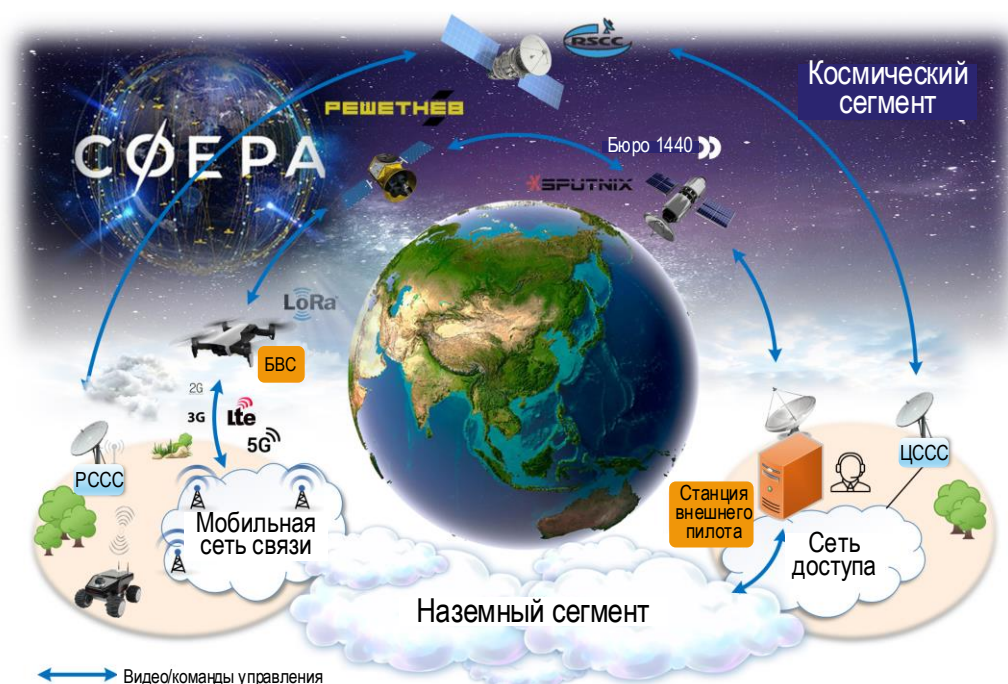


Рис. 1. Структура ГОНСС

Fig. 1. HSTNs Structure

Для эффективного выполнения БС своих целевых задач они должны быть оснащены качественными каналами информационного обмена для управления, в большинстве случаев основанными на использовании FPV-систем (*аббр. от англ. First Person View* – вид от первого лица).

Обоснование вероятности достижения целей как обобщенного показателя эффективности функционирования каналов информационного обмена для управления беспилотными системами

Обоснование управляющих решений по созданию Каналов связано с необходимостью удовлетворения требований к значениям показателей их эффективности, к которым относятся [6]:

T_3^B – величина задержки при передаче видеопотока;

T_3^Y – величина задержки при передаче управляющих воздействий;

$SSIM$ – показатель структурного сходства кадров видеопотока;

$PSNR$ – пиковое отношение сигнала к шуму;

$P_{сбоя}$ – вероятность сбоя передачи кадра.

Так как количество показателей эффективности отлично от одного, то задача обоснования управляющих решений по созданию Каналов принадлежит к классу многокритериальных задач. Анализ научно-методического обоснования предметной области показал, что для решения таких задач в настоящее время разработано большое число различных методов, сущность большинства которых основывается на свертке критериев к одному [7, 8]. Например, к таким методам относятся метод анализа иерархий и метод ELECTRA [9], метод главного критерия [10]. Однако применение этих методов сопряжено с различными сложностями, основные из которых связаны:

- с учетом важности критериев, например, при использовании методов главного критерия и анализа иерархий;

- с определением экспертных весовых коэффициентов для каждого из критериев при сведении их к одному и последующей его оптимизации.

Так как процесс функционирования Каналов подвержен влиянию различных случайных факторов – это обуславливает также случайный характер значений показателей эффективности их функционирования. Поэтому в качестве обобщенного показателя эффективности целесообразно использовать вероятность попадания значений показателей эффективности функционирования Каналов $\{T_3^B, T_3^Y, SSIM, PSNR, P_{сбоя}\}$ в область заданных требований P_k , $k = \overline{1,5}$:

$$P[(T_3^B \in P_1), (T_3^Y \in P_2), (SSIM \in P_3), (PSNR \in P_4), (P_{сбоя} \in P_5)], \quad (1)$$

где $P_1, \dots, P_5$ – области заданных требований к каждому из показателей эффективности функционирования Каналов.

Использование в качестве обобщенного показателя эффективности функционирования Каналов вероятности (1) позволяет уйти от трудностей, обусловленных применением существующих подходов к многокритериальному оцениванию качества функционирования Каналов, а также получить решение, при котором вероятность удовлетворения одновременно сразу всех требований будет максимальной [11].

Определение вероятности (1) связано с необходимостью нахождения плотности вероятности системы случайных величин. В общем случае найти эту плотность, зная плотности вероятности случайных величин, входящих в систему, не представляется возможным вследствие необходимости нахождения условных плотностей вероятностей этих величин. Получение последних возможно только по результатам натурных или вычислительных экспериментов.

Стоит отметить, что определение вероятности (1) также связано с трудностями, обусловленными работой с многомерными случайными величинами, для исследования которых необходимы значительные вычислительные мощности. Их привлечение при работе с многомерными случайными величинами связано с получением исходных данных о значениях этих величин и обработкой этих данных. До относительно недавнего времени для исследователей было большой проблемой организовать выделение таких мощностей. Однако стремительное развитие компьютерной техники в настоящее время привело к тому, что архитектура современных ЭВМ без особого труда позволяет решать указанные выше задачи. Следовательно, существует необходимость совершенствования научно-методического аппарата, позволяющего с помощью существующей вычислительной техники определить вероятность достижения комплекса целей функционирования БС.

Целью данной статьи является представление методики, позволяющей определить эту вероятность и на ее основе обосновать оптимальное решение по созданию Каналов в ГОНСС.

Описание основных этапов методики

Методика многокритериального оценивания эффективности Каналов в ГОНСС включает в себя выполнение четырех этапов, логика выполнения которых представлена на рисунке 2. В ее основе лежит имитационное моделирование процесса функционирования Каналов, которое позволяет учесть возможное влияние различных факторов неопределенности присущих этому процессу [11].

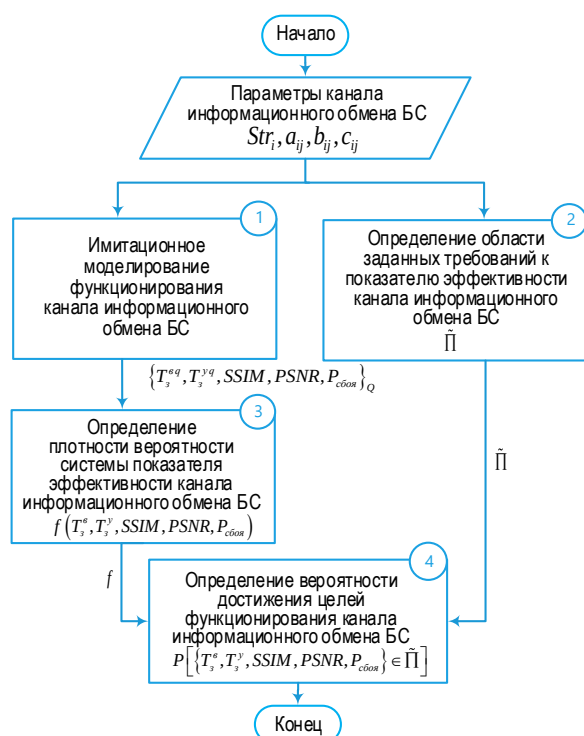


Рис. 2. Структурно-логическая схема методики

Fig. 2. Structural and Logical Diagram of the Methodology

Исходными данными для работы методики являются параметры, характеризующие облик Каналов (рисунок 3), к которым относятся [6]:

$Str = \{str_i\}_I$ – множество I структур сети передачи данных;

$A = \{a_i\}_{I_A}$ – множество I_A моделей сжатия видеопотока;

$\mathbf{a}_i = [\mathbf{a}_{i1}, \mathbf{a}_{i2}, \dots, \mathbf{a}_{iJ_{ai}}]^T$ – вектор, характеризующий параметры a_{ij} i -й модели сжатия видеопотока;

J_{ai} – количество параметров i -й модели сжатия/разжатия видеоданных;

$B = \{\mathbf{b}_i\}_{I_B}$ – множество I_B моделей предсказания видеопотока;

$\mathbf{b}_i = [\mathbf{b}_{i1}, \mathbf{b}_{i2}, \dots, \mathbf{b}_{i|b_i|}]^T$ – вектор, характеризующий параметры b_{ij} i -й модели предсказания видеопотока;

J_{bi} – количество параметров i -й модели предсказания видеопотока;

$F = \{f_i\}_{I_F}$ – множество I_F моделей сверхвысокого разрешения;

$\mathbf{f}_i = [\mathbf{f}_{i1}, \mathbf{f}_{i2}, \dots, \mathbf{f}_{iJ_{fi}}]^T$ – вектор, характеризующий параметры f_{ij} i -й модели сверхвысокого разрешения; J_{fi} – количество параметров i -й модели сверхвысокого разрешения;

$C = \{c_i\}_{I_C}$ – множество I_C вариантов автоэнкодеров;

$c_i = [c_{i1}, c_{i2}, \dots, c_{iJ_{ci}}]^T$ – вектор, характеризующий параметры c_{ij} i -го автоэнкодера;

J_{ci} – количество параметров i -го автоэнкодера.

Эти параметры служат входными данными для имитационного моделирования процесса функционирования Каналов, осуществляемого на *первом* этапе методики, целью которого является получение выборки показателей эффективности функционирования этой системы:

$$\{T_3^B{}^q, T_3^Y{}^q, SSIM^q, PSNR^q, P_{\log}^q\}_O, \quad (2)$$

Для определения этой области можно использовать экспертные методы, а также различные методики, основанные на анализе процесса функционирования сходных каналов информационного обмена для управления.

В случае, если показатели эффективности функционирования Каналов являются независимыми – вероятность попадания значений этих показателей в область заданных требований вычисляется как:

$$P[\{T_3^B, T_3^Y, SSIM, PSNR, P_{сбоя}\} \in \tilde{\Pi}] = \\ = P_1[T_3^B \in \Pi_1] P_2[T_3^Y \in \Pi_2] P_3[SSIM \in \Pi_3] \times \\ \times P_4[PSNR \in \Pi_4] P_5[P_{сбоя} \in \Pi_5]. \quad (4)$$

Нахождение $P_1, \dots, P_5$ по результатам имитационного моделирования не представляет особого труда. Однако для того, чтобы воспользоваться выражением (2), необходимо убедиться в независимости случайных величин, для чего выполнить определенные процедуры (корреляционный анализ и обработка его результатов), сложность которых при количестве показателей эффективности, равном пяти, значительна, вследствие необходимости попарного оценивания зависимости показателей.

В этой связи необходимо включить в состав методики *третий* этап, сущность которого заключается в нахождении плотности вероятности системы показателей эффективности функционирования Каналов $f(T_3^B, T_3^Y, SSIM, PSNR, P_{сбоя})$, последующее интегрирование которой и позволяет получить искомую вероятность (1).

Для нахождения плотности вероятности системы случайных величин существует два класса методов: *параметрические методы восстановления плотности вероятности и непараметрические*.

Параметрические методы [12–14] предполагают на основе информации о виде функции плотности распределения случайной величины с определенными параметрами нахождение оценок этих параметров по имеющейся выборке данных. Однако для функции плотности распределения системы случайных величин практически невозможно априорно выбрать соответствующий ей вид [12].

Поэтому для нахождения плотности вероятности $f(T_3^B, T_3^Y, SSIM, PSNR, P_{сбоя})$ целесообразно использовать непараметрические методы, среди которых наибольшее применение нашли гистограммный ме-

тод [15, 16] и ядерная оценка плотности Парзена – Розенблатта [11, 17, 18].

Использование гистограммного метода способно обеспечить высокое качество восстановления плотности вероятности, но только в случае больших значений выборки исходных данных. Поэтому для нахождения плотности вероятности системы показателей эффективности функционирования Каналов в предложенной методике использован метод ядерной оценки плотности вероятности.

Исходными данными для использования метода ядерной оценки плотности вероятности является выборка (2), полученная по результатам имитационного моделирования (*первый* этап методики).

Сущность метода заключается в нахождении искомой плотности вероятности с помощью выражения (5), где $T_{3q}^B, T_{3q}^Y, SSIM_q, PSNR_q, P_{сбоя\ q}$ – реализация каждого из показателей эффективности функционирования Каналов в q -ом опыте; $h_1, \dots, h_5$ – ширины пропускания каждой случайной величины; $Y_1, \dots, Y_5$ – ядерные функции.

В практике наибольшее распространение нашли такие ядерные функции как равномерная, треугольная, Епанечникова, Гауссова, трикубическая [18]. Важным моментом при использовании ядерной оценки плотности вероятности является выбор параметра h_k , так как неправильный выбор этого параметра может повлиять на адекватность оценки плотности вероятности. При использовании Гауссовой ядерной функции значение ширины пропускания вычисляется по правилу Сильвермана [11]:

$$h_k = 0,9 A_k I^{-0,2},$$

где A_k – вычисляется как минимальное из значений стандартного отклонения k -й последовательности выборки исходных данных и интерквартильного диапазона этой же последовательности, разделенного в последствии на 1,34.

Данные, полученные на *втором* и *третьем* этапах методики, являются исходными для *четвертого* этапа, на котором путем интегрирования плотности вероятности $f(T_3^B, T_3^Y, SSIM, PSNR, P_{сбоя})$ по выражению (6) определяется вероятность попадания значений показателей эффективности функционирования Каналов в область заданных требований.

$$f(T_3^B, T_3^Y, SSIM, PSNR, P_{сбоя}) = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \left(\frac{1}{h_1 h_2 h_3 h_4 h_5} Y_1 \left(\frac{T_3^B - T_{3q}^B}{h_1} \right) Y_2 \left(\frac{T_3^Y - T_{3q}^Y}{h_2} \right) Y_3 \left(\frac{SSIM - SSIM_q}{h_3} \right) \right. \\ \left. Y_4 \left(\frac{PSNR - PSNR_q}{h_4} \right) Y_5 \left(\frac{P_{сбоя} - P_{сбоя\ q}}{h_5} \right) \right). \quad (5)$$

$$P = \underbrace{\int \int \int \int \int}_{\tilde{\Pi}} (T_3^B, T_3^Y, SSIM, PSNR, P_{сбоя}) dP_{сбоя} dPSNR dSSIM dT_3^Y dT_3^B. \quad (6)$$

В настоящее время существуют различные способы вычисления интеграла (4). В работе [11] для интегрирования используются специализированные функции различных прикладных программ, например, Matlab. Однако такие функции позволяют осуществить, как правило, только одно- или двукратное интегрирование. Интегрирование же более высокого порядка кратности предложено проводить с помощью вложенных интегралов. Но такой способ имеет существенный недостаток при использовании его для сложных подынтегральных функций, который заключается в значительных вычислительных сложностях и невысокой точности, особенно для больших порядков кратности.

Проведенные исследования показали, что для определения вероятности (4) в данной работе целесообразно использовать метод численного интегрирования на основе применения метода Монте-Карло [19], сущность которого заключается в том, что в случайно выбранных точках I -мерного пространства вычисляются значения подынтегральной функции, и на основе которых определяется ее среднее значение. Значение интеграла при этом равно произведению среднего значения функции на объем тела, определенного числом этих точек [20].

Полученная с помощью представленной методики вероятность попадания значений показателей эффективности функционирования Каналов в область заданных требований позволит в дальнейшем на основе ее оценки обосновать оптимальные значения параметров, характеризующих их облик.

Список источников

1. Динь Ч.З., Киричек Р.В. Метод взаимодействия БПЛА в быстро разворачиваемых летающих сетях для экстренных служб // Научно-техническая конференция Санкт-Петербургского НТО РЭС им. А.С. Попова, посвященная Дню радио. СПб.: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В.И. Ульянова (Ленина), 2019. Т. 1(74). С. 141–143. EDN:NGMFMM
2. Киричек Р.В. Сети беспилотных летательных аппаратов как элемент инфраструктуры умных городов // 72-я Всероссийская научно-техническая конференция, посвященная Дню радио (Санкт-Петербург, Россия, 20–28 апреля 2017). СПб.: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В.И. Ульянова (Ленина), 2017. С. 166–167. EDN:ZOOMHR
3. Долгушев Р.А., Киричек Р.В., Владыко А.Г., Кучерявый А.Е. Программно-конфигурируемая архитектура взаимодействия наземного сегмента и беспилотного летательного аппарата в летающих сенсорных сетях // 2-я Международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых "Интернет вещей и 5G" (INTHITEN 2016, Санкт-Петербург, Россия, 07 декабря 2016). СПб.: Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, 2016. С. 1–6. EDN:XGFKCD
4. Кучерявый А.Е., Владыко А.Г., Киричек Р.В. Теоретические и практические направления исследований в области летающих сенсорных сетей // Электросвязь. 2015. № 7. С. 9–11. EDN:UAYFNH
5. Кучерявый А.Е., Аль-Кадами Н.А. Покрытие, связность и плотность в двумерных и трехмерных беспроводных сенсорных сетях // Электросвязь. 2015. № 9. С. 6–10. EDN:UIQKIR
6. Березкин А.А. Вивчарь Р.М., Киричек Р.В. Модель системы управления мобильными роботизированными комплексами различного назначения // Электросвязь. 2023. № 6. С. 2–7. DOI:10.34832/ELSV.2023.45.8.002. EDN:XXOJNM
7. Саати Т., Кернс К. Аналитическое планирование. Организация систем. Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1991.
8. Титова А.А. Исследование многокритериальной задачи принятия решения о выборе франшизы для инвестирования при помощи метода FUZZY VICOR // Инженерный вестник Дона. 2021. № 1(73). С. 87–94. EDN:BFJNAS

Заключение

Применение вероятности достижения комплекса целей функционирования каналов информационного обмена с БС в качестве обобщенного показателя их эффективности позволило уйти от трудностей, обусловленных использованием существующих подходов к многокритериальному оцениванию качества стохастических систем, а также получить решение, при котором вероятность удовлетворения одновременно сразу всех требований будет максимальной.

В основе определения вероятности достижения комплекса целей функционирования каналов управления БС лежит широко распространенный метод ядерной оценки Розенблатта – Парзена. Использование этого метода позволило обеспечить более высокое, по сравнению с другими методами, качество аппроксимации плотности вероятности системы показателей эффективности Каналов.

Разработанный научно-методический аппарат позволит оценить эффективность функционирования каналов информационного обмена и на основе этой оценки в дальнейшем обосновать их оптимальные параметры, что обеспечит решение беспилотными системами своих целевых задач.

Предложенная методика гипотетически может быть использована для оценки эффективности функционирования различных стохастических объектов, характеризующихся двумя и более показателями эффективности.

9. Нефедов А.С. Сравнительный анализ метода ELECTRE III и метода анализа иерархий при решении многокритериальных задач // Труды Братского государственного университета. Серия: Естественные и инженерные науки. 2018. Т. 2. С.9–15. EDN:TAPLSW
10. Шварц Д.Т. Интерактивные методы решения задачи многокритериальной оптимизации. Обзор // Наука и образование: научное издание МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2013. № 4. С.245–264. EDN:QZHHPV
11. Вивчарь Р.М., Птушкин А.И., Соколов Б.В. Методика многокритериального оценивания эффективности функционирования стохастических сложных технических систем // Авиакосмические приборостроение. 2022. № 7. С. 3–14. DOI:10.25791/aviakosmos.7.2022.1286. EDN:XCYDAI
12. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. М.: Физматгиз, 1969. 552 с.
13. Вивчарь Р.М., Решетников Д.В. Оценивание влияния параметров системы эксплуатации технологического оборудования РКК на вероятность выполнения технологической операции за заданное время // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. 2019. № 668. С. 197–207. EDN:BFSARU
14. Маслаков М.Л., Терновая А.К. Построение плотности распределения вероятностей КАМ сигналов // Цифровая обработка сигналов. 2021. № 3. С. 36–40. EDN:FIACYQ
15. Акимов С.С., Трипкош В.А. Коэффициенты корректировки метода гистограмм для определения законов распределения вероятности // Научно-технический вестник Поволжья. 2021. № 10. С. 15–17. EDN:TCJQSL
16. Сызранцев В.Н., Невелев Я.П., Голофаст С.Л. Адаптивные методы восстановления функции плотности распределения вероятности // Известия высших учебных заведений. Машиностроение. 2006. № 12. С. 3–11. EDN:TXOKPN
17. Давыдов В.С. Распознавание зарождающихся дефектов в узлах корабельных механизмов в результате вибродиагностирования на основе оптимальных решающих правил // Дефектоскопия. 2019. № 3. С. 19–24. DOI:10.1134/S0130308219030047. EDN:YYTLZZ
18. Поршнева С.В., Колосов А.С. Использование аппроксимации Розенблатта-Парзена для восстановления функции распределения непрерывной случайной величины с ограниченным одномодальным законом распределения // Политематический сетевой электронный научный журнал Кубанского государственного аграрного университета. 2013. № 92. С. 1–27. EDN:RNEGGN
19. Вивчарь Р.М., Птушкин А.И., Соколов Б.В. Методика оценивания адекватности статистических имитационных моделей // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Математика. Механика. Физика. 2023. Т. 15. № 3. С. 5–14. DOI:10.14529/mmph230301. EDN:NLPLYR
20. Модебейкин А.А., Суханов А.А. Вычисление интегралов по методу Монте-Карло // E-SCIO. 2022. № 6(69). С. 553–565. EDN:FJGJSR

References

1. Dinh T.D., Kirichek R.V. Method of UAV interaction in rapidly deployable flying networks for emergency services. *Proceedings of the Scientific and Technical Conference of the Saint-Petersburg Russian Scientific and Technical Society of Radio Engineering, Electronics and Communications Named after A.S. Popov, Dedicated to the Day of Radio*. St. Petersburg: Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" Publ.; 2019. vol.1(74). p.141–143. EDN:NGMFMM
2. Kirichek R.V. Networks of unmanned aerial vehicles as an element of the infrastructure of smart cities. *Proceedings of the 72nd All-Russian Scientific and Technical Conference dedicated to Radio Day, 20–28 April 2017, St. Petersburg, Russia*. St. Petersburg: Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" Publ.; 2017. p.166–167. EDN:ZOOMHR
3. Dolgushev R.A., Kirichek R.V., Vladiko A.G., Kucheryavyi A.E. Software-configurable architecture for interaction between the ground segment and an unmanned aerial vehicle in flying sensor networks. *Proceedings of the 2nd International Scientific and Technical Conference of Students, Graduate Students and Young Scientists "Internet of Things and 5G", INTHITEN 2016, 07 December 2016, St. Petersburg, Russia*. St. Petersburg: SPbSUT Publ.; 2016. p.1–6. EDN:XGFKCD
4. Kucheryavy A.E., Vladiko A.G., Kirichek R.V. Theoretical and practical research trends in the field of flying ubiquitous sensor networks. *Electrosvyaz Magazine*. 2015;7:9–11. EDN:UAYFNH
5. Kucheryavy A.E., Al-Kadami N.A. Coverage, connectivity and density in 2D and 3D wireless sensor networks. *Electrosvyaz Magazine*. 2015;9:6–10. EDN:UIQKIR
6. Berezkin A.A., Vivchar R.M., Kirichek R.V. Model of the mobile robotic complex management system. *Electrosvyaz Magazine*. 2023;6:2–7. DOI:10.34832/ELSV.2023.45.8.002. EDN:XXOJNM
7. Saaty T.L., Kearns K.P. *Analytical Planning. The Organization of Systems*. Pergamon Press; 1985.
8. Titova A.A. Research of a multicriteria problem of decision about selecting a franchise to investment by using method of Fuzzy VICOR. *Inzhenernyi vestnik Dona*. 2021;1(73):87–94. EDN:BFJNAS
9. Nefedov A.S. Comparative analysis of the ELECTRE III method and the method of hierarchy analysis in solving multicriteria problems. *Trudy bratskogo gosudarstvennogo universiteta seriia estestvennye i inzhenernye nauki*. 2018;2:9–15. EDN:TAPLSW
10. Schwartz D.T. Interactive methods for solving the problem of multicriteria optimisation. Review. *Science and Education of Bauman MSTU*. 2013;4:245–264. EDN:QZHHPV
11. Vivchar' R.M., Ptushkin A.I., Sokolov B.V. The technique for multi-criteria evaluation of the performance of stochastic complex technical systems. *Aerospace Instrument-Making*. 2022;7:3–14. DOI:10.25791/aviakosmos.7.2022.1286. EDN:XCYDAI
12. Wentzel E.S. *Probability Theory*. Moscow: Fizmatgiz Publ.; 1969. 552 p.

13. Vivchar R.M., Reshetnikov D.V. Estimation of influence of parameters of the system of operation of the technological equipment of the rocket-space complex on the probability of fulfilment of technological operation for the given time. *Proceedings of the Mozhaisky Military Space Academy*. 2019;668:197–207. EDN:BFSARU
14. Maslakov M.L., Ternovaya A.K. Estimation of the probability density function of QAM signals. *Digital Signal Processing*. 2021;3:36–40. EDN:FIACYQ
15. Akimov S.S., Tripkosh V.A. Correction factors for the histogram method for determining the laws of probability distribution. *Scientific and Technical Volga region Bulletin*. 2021;10:15–17. EDN:TCJQSL
16. Syzrantsev V.N., Nevelev Y.P., Golofast S.L. Adaptive methods of restoration of the probability distribution density function. *BMSTU Journal of Mechanical Engineering*. 2006;12:3–11. EDN:TXOKPN
17. Davydov V.S. Recognition of incipient defects in the units of ship machinery by vibrodiagnostics based on optimum decision rules. *Russian Journal of Nondestructive Testing*. 2019;55(3):185–191. DOI:10.1134/S1061830919030045. EDN:RZNYWR
18. Porshnev S.V., Koposov A.S. Using Rozenblatt-Parzen approximation for recovering a cumulative distribution function of continuous random variable with a bounded single-mode distribution rule. *Scientific journal of KubSAU*. 2013;92:1–27. EDN:RNEGGN
19. Vivchar R.M., Ptushkin A.I., Sokolov B.V. Methodology for assessing the adequacy of statistical simulation models. *Bulletin of the South Ural State University. Series "Mathematics. Mechanics. Physics"*. 2023;15(3):5–14. DOI:10.14529/mmph230301. EDN:NLPLYR
20. Modebeikin A.A., Sukhanov A.A. Calculation of integrals by Monte Carlo method. *E-SCIO*. 2022;6(69):553–565. EDN:FJGJSR

Статья поступила в редакцию 06.02.2024; одобрена после рецензирования 14.02.2024; принята к публикации 19.02.2024.

The article was submitted 06.02.2024; approved after reviewing 14.02.2024; accepted for publication 19.02.2024.

Информация об авторах:

БЕРЕЗКИН
Александр Александрович

кандидат технических наук, доцент кафедры программной инженерии и вычислительной техники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
 <https://orcid.org/0000-0002-1748-8642>

ВИВЧАРЬ
Роман Михайлович

кандидат технических наук, доцент кафедры программной инженерии и вычислительной техники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
 <https://orcid.org/0000-0003-3865-9102>

КИРИЧЕК
Руслан Валентинович

доктор технических наук, доцент, ректор Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
 <https://orcid.org/0000-0002-8781-6840>

Научная статья

УДК 621.396.4

DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-26-40



Протоколы сетей сбора данных на основе радиоканалов стандарта IEEE 802.15.4 для комплексов защиты подземных металлических сооружений от электрохимической коррозии

Александр Юрьевич Бухинник, buhinnik.au@sut.ru

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

Аннотация: Рассматриваются системы радиосвязи в комплексах телеметрии и телемеханики систем активной электрохимзащиты подземных металлосооружений. Сформулированы требования к системам радиообмена для сетей сбора данных с выносных контрольно-измерительных пунктов станций катодной защиты. Анализ применимости известных протоколов обмена, основанных на спецификациях стандарта IEEE 802.15.4, и его программных надстроек для подобных сетей показал необходимость разработки специализированных протоколов прикладного, сетевого и канального уровней. Представлены результаты разработки специализированных сетевых протоколов прикладного, сетевого и канального уровней, которые реализуют режимы обмена данными, требуемые для рассматриваемых сетей сбора данных при минимизации энергозатрат.

Ключевые слова: радиосвязь, стандарт IEEE 802.15.4, телеметрия, телемеханика, катодная защита, контрольно-измерительный пункт, ретрансляция, протоколы обмена

Ссылка для цитирования: Бухинник А.Ю. Протоколы сетей сбора данных на основе радиоканалов стандарта IEEE 802.15.4 для комплексов защиты подземных металлических сооружений от электрохимической коррозии // Труды учебных заведений связи. 2024. Т. 10. № 1. С. 26–40. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-26-40. EDN:OXWOGH

Protocols of Data Collection Networks Based on IEEE 802.15.4 Radio Channels in Complexes for the Protection of Underground Metal Structures from Electrochemical Corrosion

Buhinnick Alexandre, buhinnik.au@sut.ru

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

Abstract: Radio communication systems in telemetry and telemechanics systems of active electrochemical protection of underground metal structures are considered. The requirements for radio exchange systems for data collection networks from remote control and measuring points of cathodic protection stations are formulated. The analysis of

the applicability of known exchange protocols based on the specifications of the IEEE 802.15.4 standard and its software add-ons for such networks is carried out and the need for the development of specialized network and channel layer protocols is justified. The results of the development of specialized network protocols of the application, network and channel levels that implement data exchange modes required for the collection networks under consideration while minimizing energy consumption are presented.

Keywords: radio communication, IEEE 802.15.4 standard, telemetry, telemechanics, cathodic protection, control and measuring point, retransmission, exchange protocols

For citation: Buhinnick A. Protocols of data collection networks based on IEEE 802.15.4 radio channels in complexes for the protection of underground metal structures from electrochemical corrosion. *Proceedings of Telecommun. Univ.* 2024;10(1):26–40. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-26-40. EDN:OXWOGH

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время успехи в области компонентной базы радиотехнических устройств позволяют производить дешевые и малогабаритные модули радио приемо-передатчиков (РПП) для широкого спектра радиочастот, включая частоты дециметрового и сантиметрового диапазонов. Это явилось основой для внедрения каналов радиосвязи в тех областях применения, где ранее использовались исключительно каналы проводной связи, в том числе в локальные информационные сети промышленного и бытового назначения.

Подавляющее большинство разработок систем радиосвязи для локальных информационных сетей основывается на стандартах IEEE серии 802: 802.11, 802.15.1 (Bluetooth), 802.15.3, IEEE 802.15.4, 802.15.16 и др. [1]. Среди этой серии выделяется стандарт IEEE 802.15.4 [2] (далее по тексту – Стандарт). И если остальные стандарты серии предусматривают высокие скорости обмена данными от единиц Мбит/с до единиц Гбит/с, то Стандарт ориентирован на применения, не требующие высоких скоростей передачи данных, но критичные по энергопотреблению оборудования, габаритам и стоимости.

Весьма широкой областью применения Стандарта являются системы автоматизации и сбора данных, в частности системы для сетей сбора информации с беспроводных датчиков. Такие сети выделились в отдельную категорию с названием сенсорные сети (*от англ. Sensor Networks*) [3, 4]. Сенсорные сети характеризуются разветвленной топологией, малыми объемами передаваемой информации и, как следствие, невысокими требованиями к скоростям передачи (не более десятков кбит/с), но критичностью к энергопотреблению беспроводных сенсоров с батарейным питанием. Протоколом предполагаются небольшие дальности радиообмена – в пределах 10 м в помещении, однако реально в открытом пространстве при мощности передачи 100 мВт (максимально допустимая не лицензируемая мощность) и применении направленных антенн она может достигать величин порядка нескольких километров.

В настоящее время модули радиомодемов, соответствующих Стандарту, поставляются широким кругом производителей, включая фирмы Microchip, Texas Instruments, Silicon Labs, Freescale Semiconductor и др. [5, 6].

Стандарт описывает два нижних уровня иерархии протоколов взаимодействия открытых систем: физический (Phy, *аббр. от англ. Physical Layer*) и канальный (MAC, *от англ. Media Access Control*) уровни. В дальнейшем появился целый ряд надстроек над ним, определяющих стек протоколов между прикладным и канальным уровнями [7–10]. Среди этих надстроек наибольшее распространение получил стек протоколов под названием ZigBee [7].

Спецификации ZigBee определяют такой стек протоколов и ориентированы на создание разветвленных сетей ячеистой (mesh) структуры с механизмами гибкой конфигурации маршрутов доставки сообщений и с возможностью быстрого подключения к сети новых устройств. Поддерживаются режимы малого энергопотребления, при котором устройства сети основное время находятся в спящем режиме и включаются для передачи сообщений лишь на короткое время. Программная реализация протокола требует нескольких десятков килобайт памяти контроллеров и в готовом виде поставляется рядом фирм. Предложены также модификации протоколов ZigBee, имеющие целью снижение энергопотребления и повышение надежности доставки сообщений [8–10].

Однако для ряда применений известные протоколы-надстройки над Стандартом не представляются оптимальными, что обуславливает перспективность разработки новых протоколов обмена. Одной из таких областей представляются системы активной электрохимзащиты (ЭХЗ) протяженных металлосооружений: трубопроводов, кабелей связи и других подземных коммуникаций [11–16]. В настоящей работе представлены результаты разработки оригинальных специализированных протоколов обмена данными на базе Стандарта применительно к системам ЭХЗ на участках контрольный пункт (КП) – контрольно-измерительные пункты (КИП).

Анализ протоколов обмена на основе стандарта IEEE 802.15.4 применительно к сетям сбора данных систем ЭХЗ

Типовая схема участка активной ЭХЗ подземного металлического газопровода показана на рисунке 1. Защита обеспечивается станциями катодной защиты (СКЗ), установленными на определенных дистанциях друг от друга (обычно порядка 10–15 км) по длине защищаемой коммуникации. Принцип защиты состоит в катодной поляризации, т. е. создании катодной защиты отрицательного потенциала относительно земли в пределах от $-3,5$ до $-0,9$ В (по нормам ГОСТ Р 51164-98) на поверхности защищаемого металлооборудования. Более высокие потенциалы не обеспечивают достаточную защиту, а более низкие приводят к излишним энергозатратам [14]. Для поддержания защитного потенциала в допустимых пределах на СКЗ имеется КП, который постоянно измеряет параметры защитного потенциала, тока защиты и регулируемого выходного напряжения установки. По результатам измерений автоматически или по командам из диспетчерского пункта (ДП) устанавливается выходное напряжение СКЗ [15, 16]. СКЗ связаны с диспетчерскими центрами ЭХЗ каналами радиосвязи УКВ-диапазона либо каналами мобильной связи GSM.

Однако опыт эксплуатации установок ЭХЗ показал, что измерение параметров защиты в одной точке установки СКЗ не гарантирует надежную защиту металлооборудования по всей длине участка. В связи с этим современные СКЗ комплектуются выносными установками КИП линейных (КИП-Л), которые распределяются по всей длине защищаемого участка с интервалами порядка 150–200 м и передают в СКЗ параметры защиты [16]. При этом общая длина контролируемого таким образом участка может достигать порядка нескольких километров.

В настоящее время КИП-Л соединяются с СКЗ в основном по проводным линиям связи. С учетом малого энергопотребления оборудования КИП-Л замена кабельных линий на радиоканалы с переводом КИП-Л на автономное батарейное электропитание представляется перспективной. При этом, естественно, наибольший интерес представляют маломощные системы радиосвязи, работающие в

нелицензируемом диапазоне частот с автоматическим выбором частотного канала. Этим требованиям вполне соответствуют радиосистемы на основе Стандарта.

Рассмотрим виды сеансов обмена данными, которые необходимо поддерживать между КП (СКЗ) и совокупностью КИП-Л. Как отмечалось выше, основным назначением КИП-Л являются периодические измерения поляризационного потенциала в точке его установки. Естественным является наличие в КИП-Л охранного датчика вскрытия его корпуса с автоматической передачей сигнала охранной тревоги в СКЗ и далее в ДП.

Кроме этого, важным для ЭХЗ является анализ блуждающих токов, наводимых на поверхности металла защищаемой коммуникации. Для этого КИП-Л должен иметь функцию архивирования результатов измерений с привязкой по времени и передачи накопленных архивов в КП и далее в центральный ДП. Важным обстоятельством является существенно более высокая частота замеров при измерениях блуждающих токов относительно периодических замеров поляризационного потенциала (ПП), проводимых для установки требуемого защитного напряжения СКЗ. Действительно, даже с учетом изменения температуры и влажности в продолжение суток трудно ожидать существенного изменения электрических характеристик металлоконструкции в течение нескольких часов.

Таким образом, вполне достаточно можно считать замеры и считывание их результатов с КИП-Л два или четыре раза в сутки. С другой стороны, для регистрации опасных с точки зрения ЭХЗ блуждающих токов промышленной частоты 50–100 Гц замеры должны делаться с интервалами не более 5...10 мс. Причем с учетом случайного характера наводимых токов потребное время анализа может составлять десятки минут, что дает возможные размеры накопленных архивов порядка сотен кбайт и единиц Мбайт. Кроме больших размеров архивов режим регистрации блуждающих токов затратен с точки зрения энергопотребления КИП-Л. Поэтому данный режим не должен поддерживаться постоянно, а включаться только по командам из ДП на заданное время.

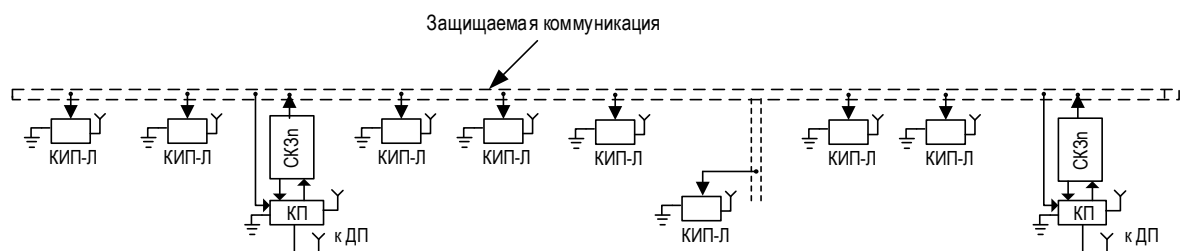


Рис. 1. Структура участка активной ЭХЗ, оборудованного выносными КИП

Fig. 1. Structure of an Active Electrochemical Protection Section Equipped with Remote Instrumentation

Исходя из вышеизложенного, на участках радиосвязи КП–КИП–Л должны быть обеспечены следующие виды сеансов обмена:

- 1) регулярные автоматические сеансы считывания текущего уровня поляризационного потенциала из всех КИП–Л в КП;
- 2) адресное считывание результатов измерений из выбранного КИП–Л по команде из ДП;
- 3) автоматическая передача из КИП–Л в КП сигнала срабатывания охранного датчика и, возможно, аварийного сигнала выхода поляризационного потенциала в анодную зону (спорадический режим связи);
- 4) передача в выбранную группу КИП–Л команды включения режима архивирования с указанием его длительности;
- 5) считывание с КИП–Л накопленных архивов по окончании заданного времени архивирования либо по команде из ДП;
- 6) передача в КИП–Л команд конфигурирования.

Очевидно, что реализация перечисленных выше режимов, кроме команд конфигурирования, должна быть обеспечена протоколами прикладного уровня сетевого взаимодействия. Режим конфигурирования частично относится к процедурам прикладного уровня, частично – сетевого и транспортного, в том, что касается конфигурирования сетевой топологии.

Рассмотрим требования к системе радиосвязи с точки зрения сетевой топологии. Сеть обмена на участке КП–КИП–Л имеет явно выраженную линейную топологию (см. рисунок 1). Исключения составляют только участки с ответвлением коммуникации, где один из КИП–Л будет играть роль корня сетевого дерева. Сеть является стационарной и не требует оперативного реконфигурирования маршрутов и оперативного автоматического подключения новых узлов. Оценочная предельная дальность связи маломощных радиомодемов без дополнительных усилителей при мощности передатчика на предельно допустимом уровне +20 дБм составляет не более 200–300 м, а с усилителями может быть увеличена до километра [8]. Таким образом, в зоне уверенного приема каждого из узлов сети данного вида оказываются только ближайшие к нему по линии узлы и, в некоторых случаях, узлы через один. В этой связи каждый из КИП–Л должен обладать функцией сетевого ретранслятора. Карта маршрутов, хранящаяся в памяти контроллеров КИП–Л, является весьма простой и должна включать адреса одного основного оконечного пункта, т. е. КИП–Л следующего по цепочке от КП и одного аварийного оконечного пункта в случае аварии основного: КИП–Л последующего за основным оконечным. Карта узлового пункта должна, кроме этого, содержать адреса основного и аварийного КИП–Л на ответвлении сети. Карты маршрутов могут составляться в центральном ДП и передаваться оттуда в

СКЗ и далее – в КИП–Л. Таким образом, в составе программного обеспечения КП и КИП–Л не требуются специальные процедуры маршрутизации.

Для КИП–Л с батарейным питанием важнейшим параметром является энергопотребление оборудования. Как показывает анализ технической документации в области микроконтроллеров и маломощных радиомодемов [5–8], основным энергоемким устройством в нем являются радиомодем при его работе в активном режиме. Быстодействующим микроконтроллерам отсутствие в программном обеспечении КИП–Л процедур, требующих высоких скоростей, позволяет работать на пониженных тактовых частотах, при которых ток потребления от батарейного источника питания в активном режиме не превышает единиц мА, а в спящем режиме – единицы мкА. В то же время, типовые значения тока потребления радиомодема составляют 20–40 мА при мощности излучения на уровне 0...+3 дБм, причем потребление в режимах приема и передачи различаются не более, чем на 10...15 мА. Тогда как в спящем режиме ток потребления модема уменьшается до величин порядка единиц мкА. Поэтому в перерывах между сеансами связи радиомодемы КИП–Л должны работать в спящем режиме с периодическими и кратковременными переходами в режим прослушивания радиоэфира для приема и ретрансляции команд и спорадических сообщений.

Оценим максимально возможный временной интервал T_{max} между сеансами прослушивания радиоэфира и минимально допустимое время прослушивания $T_{\text{впmin}}$ в каждом сеансе. Поскольку, как отмечалось выше, плановые сеансы обмена для считывания текущих результатов измерений являются достаточно редкими, то величина T_{max} будет определяться как наименьшая величина из допустимого времени ожидания ответа на адресные запросы КИП–Л и допустимого времени реакции на аварийные события, прежде всего, на охранные тревоги. И то и другое значение будут определяться требованиями потребителя. В качестве первоначальной оценки можно предположить порядок этих величин в несколько минут и положить $T_{\text{max}} = 5$ мин.

Для оценки времени $T_{\text{впmin}}$ нужно задаться следующими характеристиками:

- максимальным количеством КИП–Л в цепочке $N_{\text{КПmax}}$;
- максимальным временем, требуемым радиомодему для регистрации начала приема $T_{\text{рпmax}}$;
- длительностью команды, переводящей КИП–Л в режим сеанса связи $T_{\text{дк}}$;
- длительностью спорадического сообщения $T_{\text{сс}}$;
- максимальной относительной погрешностью хода электронных часов КИП–Л $\delta T_{\text{ч}}$;
- интервалом передачи команд корректировки часов на КИП–Л $T_{\text{кч}}$;

– максимальной задержкой начала передачи в эфир относительно команды включения передатчика, посланной от контроллера к радиомодему.

Тогда значение $T_{вп\min}$ можно рассчитать по выражению:

$$T_{вп\min} = (N_{кп\max} - 1) * (T_{вп\max} + T_{дк} + T_{сс} + \delta T_{ч} * T_{кч} + T_{кч} * 2). \quad (1)$$

В (1) предполагается, что для минимизации $T_{вп\min}$ каждый из КИП-Л переходит в режим прослушивания с задержкой, кратной его номеру в цепочке, а спорадические сообщения передаются сразу по получении команды перевода в режим сеанса связи.

Обозначив $R_{пд}$ и $R_{пр}$ как мощности потребления радиомодема при передаче и при приеме, соответственно, $R_{мк}$ – мощность потребления микроконтроллера КИП-Л, $T_{пи}$ – время, требуемое микроконтроллеру для выполнения плановых измерений, $T_{пс}$ – интервал плановых передач результатов измерений, $T_{из}$ – длительность плановой передачи, получим выражение для оценки энергии $E_{с}$ потребления КИП-Л за время T в минимальном режиме без адресных запросов КИП-Л, режимов измерения блуждающих токов и аварийный событий:

$$E_{с} = \frac{T}{T_{и\max}} * ((T_{вп\min} - T_{дк}) * R_{пр} + T_{дк} * R_{пд} + R_{мк}) + R_{мк} * T_{пи} + \frac{T}{T_{пс}} * T_{пд} * T_{из}. \quad (2)$$

В (2) предполагается, что микроконтроллер в промежутках времени между плановыми измерениями и сеансами обмена находится в спящем режиме, а энергопотреблением спящего режима микроконтроллера и модема можно пренебречь.

Формулы (1 и 2) при известной емкости батарей электропитания КИП-Л дают численную оценку одного из важнейших параметров системы – времени работы до замены батарей и составляют критерии для программно-аппаратной реализации протоколов обмена.

Вышеизложенные соображения дают критерии для анализа применимости известных протоколов радиообмена в сетях сбора данных с КИП-Л. С точки зрения этих критериев рассмотрим спецификации известного стандарта IEEE 802.15.4.

Стандарт определяет два типа устройств в сети радиообмена – полнофункциональные (FFD, *аббр. от англ. Full-Function Device*) и с ограниченными функциями (RFD, *аббр. от англ. Reduced-Function Device*). Устройства обоих типов работают через один частотный канал. FFD-устройства могут выполнять функции сетевого или PAN-координатора (*аббр. от англ. Personal Area Network*), RFD-координатора и оконечного устройства. RFD-устройство может работать только в качестве оконечного и об-

мениваться данными только с FFD-координатором, но не с другими оконечными устройствами. Стандарт требует, чтобы в сети был по крайней мере один сетевой координатор.

Из вышеизложенного следует, что для сети сбора данных с КИП-Л, реализованной на основе данного стандарта, где каждый КИП-Л должен выполнять функции ретранслятора, возможно применение только полнофункциональных устройств.

Стандарт поддерживает две сетевые топологии: звезда и каждый с каждым (*от англ. Peer-to-Peer*). На основе последней может быть организована сеть со структурой кластерных деревьев, вырожденным случаем которой является сеть с линейной топологией, которая состоит из одного единственного кластера.

Каждому устройству в сети присваивается уникальный 64-разрядный двоичный адрес, который далее после инициализации устройства может быть заменен сетевым координатором на более короткий 16-разрядный, что для передачи коротких команд и блоков данных небольшого размера представляется немаловажным.

Стандарт позволяет организовать обмен данными в сети на основе последовательных суперкадров (*от англ. Superframe*). Суперкадр генерируется координатором. Каждый суперкадр разделяется на 16 одинаковых временных слотов. В первом слоте всегда передается так называемый маячок (*от англ. Beacon*), который служит для синхронизации подчиненных узлов и определяет структуру сверхцикла. Из остальных 15 слотов может быть образована зона случайного доступа и ряд каналов гарантированного доступа. Суперкадры разделяются пассивными паузами, во время которых сетевые устройства могут пребывать в спящем режиме.

Распределение слотов в суперкадре между зонами, количество каналов гарантированного доступа и количество слотов в каждом из каналов, длительности временных слотов и период следования суперкадров задаются процедурами сетевого уровня.

Стандарт также допускает полностью асинхронную работу без формирования суперкадров. При асинхронной работе доступ к каналу осуществляется на основе механизма случайного доступа с контролем конфликтов (CSMA-CA). В этом режиме все устройства, имеющие возможность приема данных, должны постоянно прослушивать эфир.

Физический уровень Стандарта описывает два вида сервиса: передачи данных и административный сервис. Основными функциями физического уровня являются активизация и деактивизация радиопередатчика, передача и прием пакетов через физический канал связи, контроль мощности (ED) передаваемого и принимаемого сигнала в канале,

оценка качества канала и контроль коллизий случайного доступа. В спецификациях физического уровня оговаривается максимальное время переключения с приема на передачу и обратно – не более 12 символов, т. е. 48 тактов исходного сигнала. Оговариваются требования по разбросу уровней излученной мощности.

Спецификации Стандарта возлагают на канальный уровень следующие задачи:

- генерацию сверхциклов обмена в случае работы устройства в качестве координатора;
- синхронизацию обмена по принятым маячкам;
- поддержку функций сетевого координатора;
- поддержку функций безопасности обмена;
- реализацию механизмов случайного доступа с контролем конфликтов для передачи в радиоканал;
- поддержку механизма гарантированных временных слотов;
- поддержку связи между MAC-уровнями устройств одного типа.

MAC-уровень взаимодействует с уровнями над ним через два программных интерфейса: интерфейс обмена данными и служебной информации. Для обоих интерфейсов описаны два варианта сеансов взаимодействия: сеанс запрос–ответ (*от англ. Request–Confirm*), в котором запрос всегда поступает от протокола верхнего уровня, и сеанс извещения (*от англ. Indication*) со стороны MAC-уровня наверх.

Анализ спецификаций MAC-уровня применительно к сетям сбора данных с КИП-Л позволяет сделать следующие выводы.

Во-первых, суперкадровая структура сеансов обмена, которую реализует MAC-уровень, малоприменима к топологии длинной цепочки ретрансляторов. Действительно, каждый последующий ретранслятор в цепочке может начинать передачу только по окончании приема от предыдущего, а каждая из передач занимает один слот. Тогда при числе ретрансляций больше семи для организации сеанса обмена типа запрос–ответ необходимо генерировать временные слоты для передачи за пределами суперкадра, что не поддерживается примитивами MAC-уровня Стандарта, либо после передачи каждого суперкадра переводить устройство в асинхронный режим обмена.

Во-вторых, максимальный период следования суперкадров составляет 251 с; определен стандартом и вполне соответствует соображениям по выбору временных интервалов активности, обоснованных выше.

В-третьих, процедуры MAC-уровня по привязке устройств к координаторам могут, в принципе, быть использованы в целях автоматического назначения ретрансляторов для последующих по цепочке устройств. Однако в рассматриваемой

сети, когда многие устройства могут оказаться в зонах неуверенного приема от удаленных по цепочке устройств, такое автоматическое назначение нельзя признать надежным и устойчивым. Гораздо более надежным представляется жесткое назначение ретрансляторов из центра.

В-четвертых, метод случайного доступа к каналу в рассматриваемой системе, где большинство сеансов обмена заключается в считывании данных с КИП-Л по инициативе КП СКЗ, не эффективен по критерию энергозатрат. Действительно, метод случайного доступа предполагает, что приемники устройств должны постоянно работать в режиме прослушивания эфира, потребляя значительный ток. Таким образом, весь суперкадр обмена должен быть отведен под каналы гарантированного доступа.

В-пятых, поскольку в рассматриваемой сети фактически не требуются РАН-координаторы, то длина передаваемых пакетов может быть уменьшена за счет исключения из заголовков их идентификаторов. Адресация устройств вполне обеспечивается укороченным 16-разрядным форматом.

В-шестых, для передачи данных в направлении от КП к КИП-Л достаточно только одних маячков без использования временных слотов данных. Все параметры запроса вполне помещаются в поле данных маячка.

Стек протоколов ZegBee был разработан как надстройка над MAC-уровнем Стандарта и ориентирован на создание разветвленных иерархических сетей с гибко изменяемой топологией и оперативным поиском маршрутов доставки данных [9, 10]. Кроме стека ZegBee, в настоящее время предложен ряд его модификаций и альтернативных протоколов [11–13]. Однако, как показывает их анализ, ни один из них не устраняет приведенных выше недостатков для применения в сетях сбора данных ЭХЗ.

Анализ функций стека ZegBee применительно к рассматриваемой нами области использования позволяет сделать следующие выводы.

Во-первых, такие свойства протоколов ZegBee, как поддержка иерархической древовидной структуры сети, таблиц маршрутов и ретрансляции данных обуславливают возможность его применения для организации сети сбора информации с удаленных КИП.

Во-вторых, поскольку в рассматриваемом приложении практически все сетевые устройства являются ретрансляторами, то должен использоваться только синхронный вариант организации обмена, так как асинхронный обмен требует постоянной работы ретрансляторов на прием, что влечет неоправданные энергозатраты.

В-третьих, в стационарной сети важнейшие функции стека по гибкой маршрутизации сообщений являются явно избыточными. Также избыточными для сетей сбора данных с контрольно-измерительных приборов (КИП) являются процедуры поддержки безопасности и шифрования данных. При этом программная реализация стека требует достаточно больших ресурсов микроконтроллера КИП: память не менее 32 кбайта.

В-четвертых, для того, чтобы все устройства сети могли работать в качестве ретрансляторов, все они должны быть наделены функциями координаторов. Это потребовало бы постоянной их работы на прием, что для устройств с батарейным питанием представляется недопустимым.

В-пятых, поскольку стек ZigBee предусматривает передачу только коротких пакетов данных, то передача достаточно больших массивов архивных данных с КИП-средствами стека потребовала бы многочисленных сеансов обмена, что неоправданно увеличивает время работы устройств в активном режиме и, следовательно, энергозатраты.

В-шестых, в связи с отмеченной выше малой пригодностью суперкадровой структуры обмена к сетевым топологиям типа длинных цепочек малоэффективным представляется использование и готовых программных решений канального уровня, соответствующих стандарту MAC-уровня.

Вышеизложенное составляет обоснование целесообразности разработки специализированных экономичных протоколов канального и сетевого уровней, надстроенных над физическим уровнем Стандарта и специализированных под задачи сбора данных для сетей с топологией цепочки.

Специализированные протоколы для сетей сбора данных с выносных КИП-станций катодной защиты

На основе требований к сетям сбора данных с выносных КИП-станций катодной защиты, сформулированных выше, а также спецификаций физического уровня Стандарта, были разработаны протоколы прикладного, сетевого и канального уровней обмена данными для подобных сетей.

Введем следующую терминологию. Все устройства, оборудованные радиомодемами и составляющие сеть сбора, будем называть станциями (Ст). Станцию, ведущую сбор данных, т. е. КП СКЗ для систем ЭХЗ, будем называть ведущей (ВСт). Совокупность станций, составляющих цепочку последовательных ретрансляций, назовем линией. Станции в линии нумеруются от станции ближайшей к ВСт.

Базовыми принципами разработки явились следующие положения.

1) Физический уровень станций соответствует Стандарту, включая форматы запросов, квитанций

и извещений физического уровня, структуре пакетов и ограничения по временным характеристикам переключений режимов работы РПП.

2) С учетом требований сетей сбора данных телеметрии предполагается, что все обмены осуществляются между ВСт и Ст, обмены между двумя Ст не предусмотрены.

3) В общем случае сеть имеет звездообразную конфигурацию, в которой к ведущей станции подключается ряд линий. Принимается, что ВСт работает с каждой из линий независимо от остальных, выделяя для каждой из них свой временной интервал сеанса обмена.

4) Пространственно-смежные сети сбора работают в разных частотных каналах и не оказывают влияние друг на друга. Возможности переключений станций линии одной СКЗ на линию другой в аварийных ситуациях разрыва одной из них в настоящей версии протокола не рассматривается.

5) Сеть строится по синхронному принципу, подразумевающему синхронизацию станций по моментам приема пакетов от ведущей станции. Эти сигналы имеют фиксированную длину и передаются с заданным постоянным периодом (аналог маячков MAC-уровня Стандарта), который далее будем именовать рабочим циклом. Цикл разбивается на временные слоты (такты) одинаковой длительности. Передачи сообщений синхронизируются по началу слотов. Однако формирование суперкадров фиксированной структуры не предусматривается. В промежутках времени между окончанием очередного сеанса обмена и ожидаемым временем приема следующего синхронизирующего пакета все станции находятся в спящем режиме.

6) Кроме функции синхронизации станций, маячки исполняют роль запросов-зондов, по ответам станций на которые принимаются решения об исправности линии и наличии в станциях аварийных сообщений.

7) В сети используется укороченная 16-разрядная адресация. Адресация является сквозной по всем линиям и произвольной относительно порядка станций в линиях. Не допускается перекрытие адресов в пространственно-смежных сетях. Предполагается, что адреса записываются в энергонезависимую память станций на этапе их пуска/наладки. В процессе эксплуатации допускается их изменение процедурами конфигурирования станций.

Прикладной уровень

Сетевая процедура прикладного уровня в головной станции получает исходные данные от процедуры связи с ДП и обеспечивает организацию сеансов обмена, включая:

– сеансы периодического сбора текущих данных с выносных КИП;

- сеансы опроса выбранного КИП по запросу ДП;
- запуск процедуры архивирования данных на выбранном КИП по заявке ДП;
- считывание данных из архива выбранного КИП по заявке ДП;
- конфигурирование станций.

Исходными данными для процедуры являются следующие параметры:

- количество подключенных линий $N_{пл}$;
- количество станций в каждой из линий $N_{ст(1)} \dots N_{ст(N_{пл})}$;
- адреса станций (АСт) в линиях в порядке от ВСт вниз;
- период регламентного опроса станций в часах $T_{рос}$;
- временной интервал цикла обмена со станциями (рабочего цикла) $T_{се}$ в секундах.

Спецификациями прикладного уровня вводятся следующие ограничения:

- максимальное количество подключенных линий 64;
- максимальное количество станций в линии 64;
- АСт 16-разрядные двоичные;
- максимальная величина $T_{се} = 30$ мин.

Сетевая процедура прикладного уровня в станциях обрабатывает пакеты станций, полученные от ведущей станции, и формирует ответные пакеты для передачи на ВСт.

Процедуры прикладного уровня взаимодействуют с сетевым уровнем посредством обмена сообщениями. Подобно спецификациям Стандарта сообщения разделяются на команды (запросы), квитанции и извещения. Команды передаются вниз с прикладного уровня на сетевой, квитанции и извещения – вверх.

Используется следующая семантика команд:

$ML_Имя\ команды(список\ параметров).cmd$ и квитанций:

$ML_Имя\ команды(результат).cnf$ и извещений:

$ML_Имя\ извещения(список\ параметров).ind$.

Список команд, квитанций и уведомлений интерфейса канального и прикладного уровня представлен в таблице 1.

Команда $ML_Trsm(Tp, NL, Adr, DLn, Data).cmd$ подает на канальный уровень запрос передачи блока данных $Data$ размером DLn на станцию с адресом Adr в линии NL . Параметр Trp определяет тип сообщения:

- запрос текущих данных (ВСт);
- передача данных конфигурации прикладного уровня (ВСт);
- считывание данных конфигурации прикладного уровня (ВСт);
- считывание архива (ВСт);
- передача данных конфигурации сетевого уровня (ВСт);
- ответ на команду синхронизации (Ст);

- ответ на запрос текущих данных (Ст);
- квитанция данных конфигурации прикладного уровня (Ст);
- данные конфигурации прикладного уровня (Ст);
- данные архива.

ТАБЛИЦА 1. Сообщения интерфейса канального и прикладного уровня

TABLE 1. Link and Application Layer Interface Messages

Имя сообщения	Тип	Список параметров	Действие
$ML_Trsm.cmd$	Кмд	$Trp, NbL, Adr, DLn, Data$	передача сообщения $Data$ длиной DLn байт с типом Trp в станцию Adr линии NbL в предстоящем цикле обмена
$ML_Trsm.cnf$	Квт	$Trp, NbL, Adr, Result$	квитанция команды $ML_Trsm.cmd$
$ML_Rsv.ind$	Изв	$NbL, DLn, Data, EvnRec, LQ$	уведомление о приеме данных $Data$ длиной DLn байт с линии NbL и с записью флагов событий $EvnRec$
$ML_SetNtwCfg.cmd$	Кмд*	$NPL, MNST, MAdr$	установка данных конфигурации сети: количество линий NPL , массив $MNST$ количества станций в каждой из линий и массив $MAAdr$ АСт
$ML_SetNtwCfg.cnf$	Квт*	$Result$	квитанция команды $ML_SetNtwCfg.cmd$
$ML_GetNtwCfg.cmd$	Кмд	нет	запрос данных конфигурации сети
$ML_GetNtwCfg.cnf$	Квт	$NPL, MNST, MAdr$	ответ на команду $ML_GetNtwCfg.cmd$
$ML_SetTmParam.cmd$	Кмд*	Tce, Tts	установка временных параметров периода синхронизации Tce и длительности временного кванта Tts
$ML_SetTmParam.cnf$	Квт*	$Result$	квитанция команды $ML_SetTmParam.cmd$
$ML_GetTmParam.cmd$	Кмд	нет	запрос временных параметров
$ML_GetTmParam.cnf$	Квт	Tce, Tts	ответ на команду $ML_GetTmParam.cmd$
$ML_Connect.ind$	Изв	$NbL, Adr, Connect$	уведомление об установлении и потере связи со станцией Adr линии NbL

Усл. обозначения: Кмд – Команда; Квт – Квитанция; Изв – Извещение; * – только для ведущей станции

Извещение $ML_Rsv(NbL, DLn, Data, EvnRec, LQ).ind$ передает на прикладной уровень данные $Data$ длиной DLn байт, принятые с линии NbL . Принятые данные содержат информацию, полученную от всех станций линии в текущем сеансе обмена (см. ниже). Параметр $EvnRec$ содержит флаги событий (см. ниже), а LQ – показатель качества канала связи от радиомодема.

Команда *ML_SetNtwCnfg(NPL,MNST,MAdr).cmd* на ВСт передает на сетевой уровень данные сетевой конфигурации: байтовый параметр *NPL* – количество подключенных линий, байтовый массив *MNST* – количество станций в каждой из линий и массив слов *MAdr* [1...4, 1...64] – адреса станций. Команда *ML_GetNtwCnfg.cmd* считывает данные сетевой конфигурации.

Команда *ML_SetTmParam(Tce,Tts).cmd* на ведущей станции передает на сетевой уровень два параметра, определяющих временные характеристики циклов обмена. Значение *Tce* = 1...1800 в секундах задает временной интервал сеансов обмена по линии. Параметр *Tts* = 10...100 – длительность временного слота в десятых долях мс. Команда *ML_GetTmParam.cmd* считывает данные сетевой конфигурации.

Извещение *ML_Connect.ind(NbL,Adr,Connect).inf* информирует прикладной уровень об установлении (*Connect=true*) и о потере (*Connect=false*) связи со станцией *Adr* на линии *NbL*. Последний параметр имеет значение только в ведущей станции. Если ВСт обнаруживает потерю связи со всеми станциями линии, начиная с некоторого номера, то это свидетельствует о выходе из строя станции с номером, следующим за последней ответившей станцией. В этой ситуации ВСт автоматически или по команде из ДП осуществляет переконфигурацию линии с обходом неисправного ретранслятора. Для того, чтобы такие обходы были возможны, каждый из ретрансляторов должен иметь в своей зоне приема по крайней мере по две станции с каждой стороны линии.

Сетевой уровень

Процедуры сетевого уровня выполняют следующие функции:

- разделение данных, полученных от прикладного уровня для передачи по линии, на пакеты и передача сформированных пакетов на канальный уровень;
- прием пакетов данных с канального уровня, объединение прикладных данных из принятых пакетов и их пересылка на прикладной уровень;
- контроль связи по линиям и извещение прикладного уровня о пропадании и о восстановлении связи;
- синхронизация процессов передачи и приема данных по времени относительно рабочих циклов;
- управление включением и выключением радиоприемников.

В ВСт процедура сетевого уровня дополнительно формирует структуру рабочих циклов, формирует и передает в каждую из линий пакеты синхронизации. Рассмотрим структуру циклов обмена данными, которая формируется сетевым уровнем. Процедурой сетевого уровня создаются программные таймеры по числу линий, подключенных к ВСт.

Каждой *i*-й линии ($i = 1 \dots N_{\text{пл}}$) в пределах интервала *Tce* выделяется время работы *Tлр(i)* кратно числу станций в линии. Все таймеры установлены на длительность *Tce* цикла обмена, но с временным сдвигом на *Tлр(i)* один относительно другого. Таймеры отсчитывают интервалы времени в единицах длительности *Tts* временного слота (о выборе величины *Tts* см. ниже). Если время *Tce* не кратно *Tts*, то оно округляется до ближайшего кратного значения. По окончании счета *i*-го таймера запускается процедура обмена со станциями *i*-й линии. На канальный уровень выдается команда включения передатчика. Если к этому моменту времени не поступили данные на передачу от прикладного уровня, начинается сеанс синхронизации станций. В линию передается сформированный пакет синхронизации.

Пакет синхронизации имеет фиксированную длину 14 байт и разделяется на поля типа запроса, 16-разрядного адреса ретранслятора, где передается первый АСт из массива адресов для данной линии, общего количества станций в линии, счетчика ретрансляций, длины блока данных прикладного уровня (БДПУ) и самого БДПУ. В пакете синхронизации длина БДПУ – 8 байт. В первом байте БДПУ передается длительность слота *Tts*, во втором и третьем – длительность рабочего цикла, в байтах 4...7 – текущие дата и время в упакованном BCD-формате (аббр. от англ. Binary-Coded Decimal), последний 8-й байт – резерв.

Запросы данных и ответы на запросы в зависимости от размера БДПУ могут содержать от одного до 6 пакетов, передаваемых подряд. Первый (головной) пакет имеет те же поля, что и пакет синхронизации. В поле типа запроса, кроме кода типа (старшие 5 бит), передается количество присоединенных пакетов данных (3 младших бита). Длина БДПУ – до 118 байт. В присоединенных пакетах имеется поле порядкового номера пакета, длины БДПУ (до 123 байт) и сам БДПУ. Таким образом, за один сеанс обмена от головной станции может быть передано до 856 байт прикладных данных.

Ответ станций на запрос синхронизации имеет фиксированную длину – 19 байт. В нем в поле адреса ретранслятора передается адрес предыдущей станции линии, который хранится в памяти станции. Далее следуют поле ответивших станций и поле событий длиной по 8 байт. В поле событий каждая из станций, передающих ответ, добавляет флаг в битовой позиции соответственно своему порядковому номеру в линии. В поле событий отвечающая станция выставляет флаг, если за период времени от предыдущего запроса в ней были зарегистрированы какие-либо аварийные события, например, срабатывание охранного датчика.

Головной пакет ответа станций на запрос прикладного уровня в поле типа ответа содержит код типа ответа (старшие 5 бит) и количество присоединенных пакетов данных (3 младших бита). Дополнительно пакет содержит поле длины БДПУ и сам БДПУ. Структура дополнительных пакетов такая же, как в запросе. За один сеанс считывания данных в ВСт может быть передано до 843 байт прикладных данных.

На рисунке 2а показаны временные диаграммы сеанса синхронизации. ВСт с началом первого временного слота периода $T_{се}$ передает пакет синхронизации на станцию ближайшую по линии, затем выключает передатчик и устанавливает таймер ожидания начала приема на время, необходимое для последовательной передачи запроса на все станции и на получение от них ответа. По окончании счета времени ожидания подается команда включения приемника и принимается ответ.

Станция, получив пакет синхронизации и проверив совпадение содержащегося в нем адреса с собственным, устанавливает по нему свои таймеры, которые считают длительность временного слота и $T_{се}$. Таймер временного слота устанавливается на расчетный момент начала приема пакета, а таймер $T_{се}$ – на начало следующего временного слота.

Далее станция заменяет собственный адрес в пакете на адрес следующей по порядку станции, инкрементирует счетчик ретрансляций и с началом следующего временного слота передает пакет синхронизации дальше. По окончании передачи приемопередатчик переходит в спящий режим до истечения расчетного времени $T_{зпр}$, когда на станцию должен поступить ответ от его соседа дальше по линии. Через время $T_{зпр}$ дается команда включения приемника для приема ответа. В принятом ответе собственный адрес заменяется на адрес предыдущей станции линии (0 – если предшествующей является ВСт), на позиции соответственно своему порядковому номеру выставляются флажок ответившей станции.

Если на станции за период времени после предшествующего сеанса имели место какие-либо события, определенные в прикладных процедурах (например, срабатывания охранного датчика), выставляется флажок в позиции поля событий соответственно номеру станции. С началом очередного временного слота ответный пакет передается дальше. На станции с порядковым номером k время $T_{зпр}(k)$ вычисляется по известным k , количеству станций в линии $N_{ст}$ и длительности слота T_{ts} :

$$T_{зпр}(k) = (N_{ст} - k - 1) * T_{ts} * 2 - t_{заш}, \quad k < N_{ст},$$

где требуемое время $t_{заш}$, учитывает неточность счета таймеров, временной разброс приема пакетов синхронизации и время включения приемника.

Процедура ретрансляций повторяется до последней станции в линии. Последняя станция, не обнаружив в памяти адрес следующей за ней станции, немедленно с началом очередного временного слота передает ответ, в котором поля ответов и событий обнулены за исключением ее собственного битового разряда. После этого радиомодем станции переводится в спящий режим до начала следующего цикла обмена.

Таким образом, таймеры счета длительности цикла обмена на станциях линии сдвинуты один относительно другого на длительность одного временного слота. Приемники станций включаются непосредственно перед началом цикла обмена по таймеру с защитным опережением $t_{заш}$. До вхождения в синхронизм и, если синхронизация потеряна, приемники станций должны быть включены постоянно, либо включаться периодически через некоторые случайные промежутки времени.

Спецификации протокола предусматривают синхронизацию передачи сообщений по временным слотам. Это упрощает расчеты времен ожидания приема при пересылке запросов и ответов. Длительность временного слота T_{ts} выбирается таким образом, чтобы в слот поместился запрос синхронизации ведущей станции либо ответ на запрос синхронизации плюс время на включение и выключение передатчика, задержка на обработку принятых данных и формирование пакета для передачи. Минимальная длительность T_{ts} рассчитывается, исходя из известных длины запроса синхронизации и ответа (22 и 27 байт, соответственно с учетом полей, добавленных на канальном и физическом уровнях), скорости передачи $V_{л} = 250$ кбит/с и ограниченных спецификациями физического уровня Стандарта временами переключения радиомодема с приема на передачу и обратно – 12 символов (т. е. 6 байт): $T_{ts_{min}} = 1,056$ мс. При заданных T_{ts} и количестве $N_{ст}$ станций в линии вычисляется суммарное время сеанса синхронизации $T_{синх}$:

$$T_{синх} = 2 * T_{ts} * N_{ст}.$$

На рисунке 2б представлены временные диаграммы сеанса сбора данных. Здесь также, как в сеансе синхронизации, запросы последовательно транслируются до последней станции линии. С нее начинается трансляция ответов станций. При трансляции ответа каждая из станций добавляет к прикладным данным, полученным от предыдущей станции, свои собственные данные. При необходимости при этом формируются присоединенные пакеты данных.

Учитывая максимальный размер БДПУ в сообщении с 6 дополнительными пакетами (843 байта), при максимальном количестве станций (64), получим максимальный размер блока прикладных данных от одной станции – 13 байт.

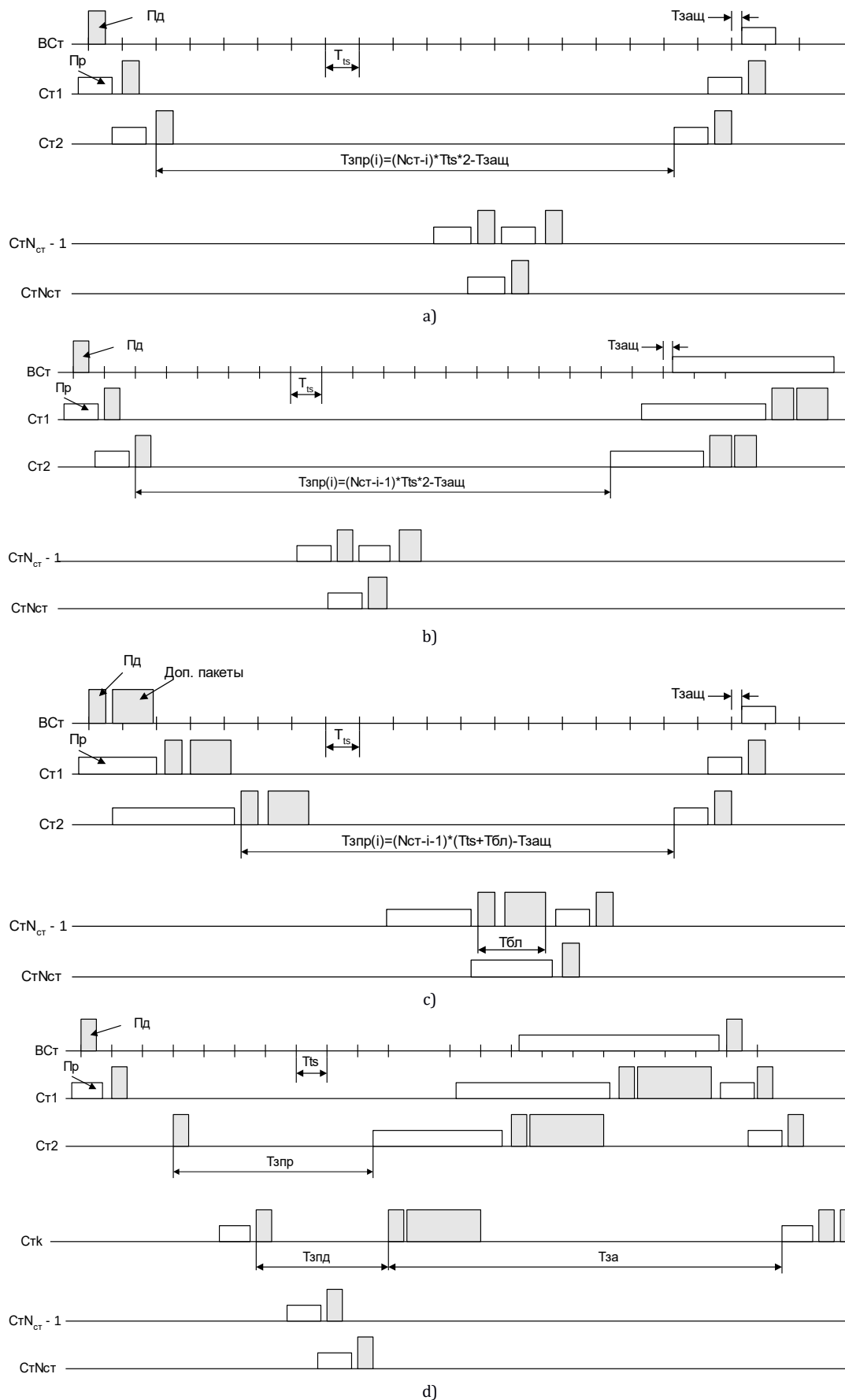


Рис. 2. Временные диаграммы сеанса синхронизации (а), сбора данных (б), конфигурирования (с) и чтения архива (д)

Fig. 2. Timing Diagrams of a Synchronization Session (a), Data Collection (b), Configuration (c) and Archive Reading (d)

Для того, чтобы рассчитать длительность сеанса сбора данных с линии из N_{CT} станций, обозначим длину пакета прикладного уровня от одной станции L_{CT} . Тогда общая длина в байтах БДПУ при передаче от станции с порядковым номером $k = 1...N_{CT}$ составит:

$$L_{СУМ}(k) = L_{CT} * (N_{CT} - k + 1).$$

Длительность головного пакета $L_{ГП}$ при этом будет соответствовать:

$$L_{ГП}(k) = \min(L_{СУМ}(k), 105) + 28,$$

а суммарная длина сообщения:

$$L_{сообщ}(k) = \begin{cases} L_{ГП} + L_1 * 133 + L_2 + 10 & \text{при } L_2 > 0 \\ L_{ГП} + L_1 * 133 & \text{при } L_2 = 0 \end{cases},$$

где

$$L_1 = L_{СУМ}(k) - 105 \text{ div } 123,$$

$$L_2 = L_{СУМ}(k) - 105 \text{ mod } 123.$$

При известной длине $L_{сообщ}(k)$ длительность сеанса сбора рассчитывается по формуле:

$$T_{CB} = \sum_{k=1}^{N_{CT}} \{ (((L_{сообщ}(k) * \frac{8}{V_L}) \text{ div } T_{ts}) + 1) + N_{CT} \} \times T_{ts}. \quad (3)$$

На рисунке 2с показаны временные диаграммы сеанса конфигурации станций. В сообщении конфигурации БДПУ включает таблицу адресов станций линии в порядке их следования, и данные конфигурации непосредственно прикладного уровня. Кроме этого, в данных конфигурациях для каждой из станций могут передаваться таблицы с заранее рассчитанными задержками включения приемника для ретрансляции ответных сообщений в сеансах синхронизации, конфигурации и сбора данных. Из таблицы каждая из станций по своему номеру в линии считывает адреса своих соседей сверху и снизу, а также значения требуемых задержек включения приемника. Сообщение транслируется от станции к станции, затем, начиная с последней станции, транслируется ответная квитанция, которая отличается от ответа на запрос синхронизации только в поле типа ответа. Верхнюю оценку длительности сеанса конфигурации дает формула (3).

На рисунке 2d показаны временные диаграммы процедуры считывания архива измерений с выбранной станции. При больших размерах архива эта процедура может потребовать множество сеансов обмена. Непосредственно команды запуска архивирования и чтения архива и считанные данные содержатся в данных прикладного уровня, и их обработка здесь не рассматривается. В первом сеансе считывания пакет запроса транслируется на все станции линии, подтверждая им нормальное состояние связи по линии, однако ответ формируется

только на выбранной станции (станция $Ст_k$ на рисунке 2d). Эта станция задерживает ответ на время $T_{зпд}$ с таким расчетом, чтобы он передавался во временном интервале, когда включен приемник предшествующей станции. Ответ далее транслируется к головной станции. Если считаны не все архивные данные, запрос повторяется. В этом сеансе станция $Ст_k$ уже не транслирует запрос дальше, а сразу передает ответ. Станции, транслировавшие ответ на архивный запрос, снова включают свои приемники через время $T_{за}$, чтобы иметь возможность принять повторный запрос. Если повторный запрос не поступил, они переводят радиомодем в спящий режим до окончания цикла. В противном случае продолжают работать, транслируя запросы и ответы.

За первым повторным сеансом чтения архива могут последовать и другие, вплоть до истечения времени $T_{лр}(i)$, отведенного на работу с данной линией. Верхняя оценка длительности сеанса чтения архива будет получена при условии, что запрашивается последняя станция линии:

$$T_{ЧАmax} = N_{CT} * T_{ts} \times (1 + ((7448/V_L) \text{ div } T_{ts}) + 1)). \quad (4)$$

Формула (4) дает минимальную длительность рабочего цикла T_{Cemin} , при которой реализуются все требуемые режимы обмена.

Тогда, при заданном количестве подключенных линий и времени $T_{се}$, получим нижнюю оценку N_{AL} объема архивных данных, которые могут быть считаны за один рабочий цикл:

$$N_{AL} = \text{trunc} \frac{(T_{се} * N_{CT} / N_{СТΣ})}{T_{ЧАmax}},$$

где $N_{СТΣ}$ – суммарное число Ст по всем линиям.

При необходимости считывание архива продолжается в последующих циклах.

Процедура опроса текущего состояния одной выбранной станции происходит по диаграммам 3 с той разницей, что повторные запросы в цикле в этой процедуре не требуются, также как передача присоединенных пакетов.

При приеме данных от станций процедура сетевого уровня анализирует флажки ответивших станций и по результатам анализа информирует прикладной уровень о потерях связи со станциями и восстановлении связи. На прикладной уровень передается содержимое поля флажков событий из принятого пакета. По ним прикладной уровень может принять решение о дополнительных запросах станций, имеющих аварийные события.

Сетевой уровень взаимодействует с канальным уровнем посредством обмена сообщениями, перечисленными в таблице 2.

ТАБЛИЦА 2. Протокол обмена данными канального и сетевого уровня

TABLE 2. Data Exchange Protocol of the Data Link and Network Layers

Имя сообщения и код (Hex) сообщения	Тип	Список параметров	Действие
<i>SL_Trsm.cmd</i>	Кмд	<i>DLn, Data</i>	передача сообщения <i>Data</i> длиной <i>DLn</i> байт
<i>SL_Trsm.cnf</i>	Квт	<i>Result</i>	квитанция команды <i>SL_Trsm.cmd</i>
<i>ML_Rsv.ind</i>	Изв	<i>DLn, Data, Err, LQ</i>	извещение о приеме данных <i>Data</i> длиной <i>DLn</i> байт с ошибками приема (<i>Err</i>) и с качеством канала <i>LQ</i>
<i>SL_SetTmParam.cmd</i>	Кмд	<i>Tts</i>	установка длительности временного слота <i>Tts</i>
<i>SL_SetTmParam.cnf</i>	Квт	<i>Result</i>	квитанция команды <i>SL_SetTmParam.cmd</i>
<i>SL_GetTmParam.cmd</i>	Кмд	нет	запрос длительности временного слота <i>Tts</i>
<i>SL_GetTmParam.cnf</i>	Квт	<i>Tts</i>	ответ на команду <i>SL_GetTmParam.cmd</i>
<i>SL_RxOnOff.cmd</i>	Кмд	<i>RxOn</i>	включение и выключение радиоприемника
<i>SL_RxOnOff.cnf</i>	Квт	<i>Result</i>	квитанция команды <i>SL_RxOnOff.cmd</i>
<i>SL_SetCsrEn.cmd</i>	Кмд	<i>Value</i>	разрешение формирования и проверки контрольной последовательности <i>CRC</i>
<i>SL_SetCsrEn.cnf</i>	Квт	<i>Result</i>	квитанция команды <i>SL_SetCsrEn.cmd</i>

В таблице 2 логическая переменная *Err* определяет наличие ошибок приема пакета: *false* – нет обнаруженных ошибок, *true* – есть, а параметр *LQ* – показатель качества канала, полученный от модема.

Параметр *Result* в квитанции на команду *SL_RxOnOff.cmd* принимает значения из ряда: *Success* – успешно; *RxFal* – авария модема; *TxOn* – в настоящее время включен передатчик.

Конфигурирование канального уровня предполагает передачу на него единственного параметра – длительности временного слота *Tts* и команды разрешения или запрещения формирования и проверки контрольной последовательности пакета *CRC*. Запрет *CRC* на программном канальном уровне может быть установлен, если эти функции выполняются непосредственно модемом.

Следует отметить, что представленные здесь спецификации сетевого уровня не поддерживают функции узловых ретрансляторов, что потребует дополнения протокола с целью применения к более разветвленным сетевым топологиям.

Канальный уровень

Канальный уровень взаимодействует с сетевым уровнем сверху и физическим уровнем снизу. Обмен с физическим уровнем осуществляется в соответствии со спецификациями этого физического протокола Стандарта.

Процедуры канального уровня выполняют следующие функции:

- передачу пакетов данных, полученных от сетевого уровня, с привязкой к временным слотам на физический уровень;
- прием пакетов данных от физического уровня и их пересылку в сетевой уровень;
- управление включениями радиоприемника и радиопередатчика;
- расчет контрольных последовательностей передаваемых и принимаемых пакетов, если он разрешен настройками канального уровня.

Если расчет контрольных последовательностей разрешен, при передаче пакета процедура добавляет к передаваемым данным два байта циклической контрольной последовательности (*CRC*, аббр. от англ. Cyclic Redundancy Check), а при приеме осуществляет проверку *CRC* принятых пакетов. Пакеты, принятые с ошибками, передаются в сетевой уровень, но с уведомлением об ошибке приема.

При приеме пакета на сетевой уровень передается показатель качества канала *LQ*, полученный от радиомодема в уведомлении о приеме.

Канальный уровень имеет таймер, который настраивается на заданную длительность *Tts* временного слота. Команды включения передатчика и передачи пакета посылаются на физический уровень всегда с привязкой к началам слота по этому таймеру.

Как следует из результатов обзора характеристик микросхем для радиомодемов Стандарта [5, 6] в большинстве из них требуемые здесь функции канального уровня могут быть реализованы непосредственно в модеме.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основными результатами исследования являются следующие.

Во-первых, на основе анализа особенностей работы систем активной ЭХЗ подземных металлических коммуникаций сформулированы требования к системам радиосвязи для организации сетей сбора данных с выносных беспроводных КИП в СКЗ. Показаны достоинства реализации подобных систем на базе маломощных радиомодемов, работающих в нелицензируемом диапазоне частот и позволяющих минимизировать энергопотребление устройств. Обоснованы перечень режимов связи, которые должны поддерживать программные средства сетевого обмена, включающий режимы регламентного

опроса КИП по времени, адресные запросы, спорадическую передачу информации о событиях и считывание архивов результатов измерений.

Во-вторых, по результатам анализа современного уровня разработок в области маломощных систем радиосвязи наибольший интерес для реализации сетей сбора данных с КИП ЭХЗ представляют системы, построенные на базе Стандарта, ориентированного на создание систем с низким энергопотреблением. Анализ спецификаций физического и канального уровней данного стандарта и его наиболее развитой программной надстройки стека протоколов ZigBee применительно к рассматриваемому приложению показал, что спецификации канального уровня и имеющиеся программные надстройки в нем малоприменимы, что позволило сделать вывод о целесообразности разработки специализированных протоколов канального и сетевого уровней.

В-третьих, разработаны спецификации протоколов прикладного, сетевого и канального уровней для сетей сбора данных, основанные на спецификациях физического уровня Стандарта и ориентированные на организацию сетей сбора данных с топологией звезды с лучами, составленными длинными цепочками ретрансляций. Разработанные протоколы предусматривают синхронную работу сети, которая позволяет минимизировать энергозатраты оборудования радиомодемов, и обеспечивают требуемые режимы связи для сбора данных с выносных КИП-станций катодной защиты.

Практическая реализация результатов работы требует проведения дополнительных исследований в следующих направлениях, выходящих за рамки настоящей статьи:

- теоретическое исследование информационных и энергетических характеристик беспроводных КИП при учете погрешности и нестабильности времязадающих устройств;
- разработка и обоснование алгоритмов аварийного реконфигурирования при выходе из строя отдельных КИП, выполняющих функции ретрансляторов;
- разработка и обоснование алгоритмов оперативного управления мощностью передатчиков для минимизации энергозатрат;
- доработка протоколов сетевого и канального уровней с учетом реализации процедур аварийного реконфигурирования и управления мощностью передатчика;
- оценка допустимой длины ретрансляционных участков при использовании антенных устройств различного типа и предварительные рекомендации по выбору антенн КИП.

Кроме этого, представляется перспективным исследовать возможности распространения результатов работы на сети сбора данных, основанные на других технологиях радиосвязи, в частности, технологии LoRa.

Перечисленные выше задачи должны стать предметом дальнейших исследований.

Список источников

1. Вишневский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. М.: Техносфера, 2005. 592 с. EDN:QMONPT
2. Institute of Electrical and Electronics Engineers. 802.15.4™-2011. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 15.4. Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs). IEEE, 2011. DOI:10.1109/IEEESTD.2011.6012487
3. Gutierrez J.A., Winkel L., Callaway E.H., Jr., Barrett R.L, Jr. Low-Rate Wireless Personal Area Networks: Enabling Wireless Sensors with IEEE 802.15.4. Wiley, 2011. 288 p.
4. Scheers B., Mees W., Lauwens B. Developments on an IEEE 802.15.4-based wireless sensor network // Journal of Telecommunications and Information Technology. 2008. Vol. 2. PP. 46–52.
5. Соколов М., Гришин А. Аппаратные средства реализации беспроводных решений ZigBee/802.15.4 // Современная электроника. 2006. № 9. С. 28–35.
6. Шейкин М. Сетевые технологии ZigBee // Электроника. 2011. № 6. С. 36–40.
7. ZigBee Specification. ZigBee Alliance, 2015. URL: <https://zigbeealliance.org/wp-content/uploads/2019/11/docs-05-3474-21-0csg-zigbee-specification.pdf> (Accessed 16.01.2024)
8. Баскаков В., Оганов В. Беспроводные сенсорные сети на базе платформы MeshLogic™ // Электронные компоненты. 2006. № 8. С. 65–69.
9. EmberZNet application developer's guide. Boston: Ember Corporation, 2008. URL: https://www.wless.ru/files/ZigBee/EM260/120-4028-000_EMBERZNetAppDevGuide.pdf (Accessed 16.01.2024)
10. Сафронов А. Стек протоколов MIWI для беспроводных технологий // Новости электроники. 2007. № 13. С. 29–36.
11. РД 153-39.4-039-99. Нормы проектирования электрохимической защиты магистральных трубопроводов и площадок МН. М.: ВНИИСТ, 1999. 80 с.
12. Агиней Р.В., Александров Ю.В., Никулин С.А., Исупова Е.В., Исламов Р.Р., Александров О.Ю. и др. Электрохимическая защита нефтегазопроводов. М., Вологда: Инфра-Инженерия, 2020. 736 с. EDN:BMRYGN
13. Винокурцев Г.Г. Система технологического контроля электрохимической защиты магистральных газопроводов // Газовая промышленность. 1993. № 3. С. 20–21.
14. Салин А.Г. Автоматизация расчетов электрохимзащиты в среде ElectriCS ECP // CADMASTER. 2006. № 9(34). С. 60–63. EDN:VKNQVO

15. Барбанель Е.С., Бухинник А.Ю., Точиллов В.Н. Внедрение автоматизированной системы диспетчерского контроля и управления параметрами ЭХЗ // Газификация и использование газа. 2004. № 1. С. 34–46.
16. ГОСТ Р 9.606-2021. Единая система защиты от коррозии и старения. Электрохимическая защита. Пункты контрольно-измерительные. Общие технические условия. М.: Российский институт стандартизации, 2022. 63 с.

References

1. Vishnevsky V.M., Lyakhov A.I., Portnoy S.L., Shakhnovich I.V. *Broadband Wireless Information Transmission Networks*. Moscow: Technospere Publ.; 2005. 592 p. EDN:QMONPT
2. Institute of Electrical and Electronics Engineers. 802.15.4™-2011. *IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 15.4. Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs)*. IEEE; 2011. DOI:10.1109/IEEESTD.2011.6012487
3. Gutierrez J.A., Winkel L., Callaway E.H., Jr., Barrett R.L., Jr. *Low-Rate Wireless Personal Area Networks: Enabling Wireless Sensors with IEEE 802.15.4*. Wiley; 2011. 288 p.
4. Scheers B., Mees W., Lauwens B. Developments on an IEEE 802.15.4-based wireless sensor network. *Journal of Telecommunications and Information Technology*. 2008;2:46–52.
5. Sokolov M., Grishin A. Hardware for Implementing ZigBee/802.15.4 Wireless Solutions. *Sovremennaya elektronika*. 2006;9:28–35
6. Sheykin M. Network technologies ZigBee. *Elektronika*. 2011;6:36–40.
7. *ZigBee Specification*. ZeeBee Alliance; 2015. URL: <https://zigbeealliance.org/wp-content/uploads/2019/11/docs-05-3474-21-0csg-zigbee-specification.pdf> [Accessed 16.01.2024]
8. Baskakov V., Oganov V. Wireless Sensor Networks Based on the MeshLogic Platform. *Elektronnye komponenty*. 2006;8: 65–69.
9. *EmberZNet application developer's guide*. Boston: Ember Corporation; 2008. URL: https://www.wless.ru/files/ZigBee/EM260/120-4028-000_EMBERZNetAppDevGuide.pdf [Accessed 16.01.2024]
10. Safronov A. MIWI Protocol Stack for Wireless Technologies. *Novosti elektroniki*. 2007;13:29–36.
11. RD 153-39.4-039-99. *Standards for Designing Electrochemical Protection of Main Pipelines and Oil Pipeline Sites*. Moscow: All-Union Research Institute for Construction, Operation of Pipelines and Fuel and Energy Complex Facilities Publ.; 1999. 80 p.
12. Aginey R.V., Alexandrov Yu.V., Nikulin S.A., Isupova E.V., Islamov R.R., Alexandrov O.Yu., et al. *Electrochemical Protection of Oil and Gas Pipelines*. Moscow, Vologda: Infra-Inzheneriia Publ.; 2020. 736 p. EDN:BMRYGN
13. Vinokurtsev G.G. System for technological control of electrochemical protection of main gas pipelines. *Gazovaya promyshlennost*. 1993;3:20–21.
14. Salin A.G. Automation of Electrochemical Protection Calculations in ElectriCS ECP Environment. *CADMASTER*. 2006;9(34):60–63. EDN:VKNQVO
15. Barbanel E.S., Bukhinnik A.Yu., Tochilov V.N. Introduction of the automated system of the dispatch control and management of the EHS parameters. *Gazifikatsiya i ispolzovanie gaza*. 2004;1:34–46.
16. GOSTP 9.606-2021. *Unified system of corrosion and ageing protection. Electrochemical protection. Control and measuring points. General specifications*. Moscow: Russian Standardization Institute Publ.; 2022. 63 p.

Статья поступила в редакцию 12.12.2023; одобрена после рецензирования 23.01.2024; принята к публикации 24.01.2024.

The article was submitted 12.12.2023; approved after reviewing 23.01.2024; accepted for publication 24.01.2024.

Информация об авторе:

БУХИННИК
Александр Юрьевич

кандидат технических наук, старший научный сотрудник, научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории систем передачи телеметрической информации Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича

 <https://orcid.org/0009-0009-0571-7493>

Научная статья

УДК 681.518.5

DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-41-48



Усовершенствование алгоритма обработки видеосигналов системы технического зрения для уменьшения погрешности измерения скорости движения протяженных объектов

Ринат Радмирович Диязитдинов, rinat.diyazitdinov@gmail.com

Николай Николаевич Васин, n.vasin@psuti.ru

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики,
Самара, 443010, Российская Федерация

Аннотация: Системы технического зрения нашли широкое применение для контроля состояния инфраструктуры на железной дороге. Системы технического зрения используются не только для видеофиксации, но и для автоматизации технологических процессов. Одной из важных задач, возникающих при автоматизации процессов, является измерение скорости движения протяженных объектов (вагонов, электровазов, железнодорожных составов). Для некоторых систем необходимым требованием является измерение скорости в режиме реального времени (торможение вагонов на сортировочной горке). В этом случае скорость определяется по двум смежным кадрам, чтобы обеспечить минимальную задержку измерений. Однако изображения протяженных объектов могут быть малоинформативными (фрагменты изображений являются однородными по яркости), погодные условия могут создавать значительные помехи, что приводит к резкому увеличению погрешности измерения скорости. Для повышения точности измерения скорости движения при обработке в режиме реального времени было предложено усовершенствование существующего алгоритма, основанного на сравнении двух смежных кадров. Усовершенствование заключается в выборе информативной области изображения, соответствующей протяженному объекту. Сравнительный анализ существующего и усовершенствованного алгоритма показал существенное уменьшение погрешности измерения скорости движения.

Ключевые слова: техническое зрение, скорость, погрешность, телевизионный, протяженный объект, режим реального времени, изображение

Ссылка для цитирования: Диязитдинов Р.Р., Васин Н.Н. Усовершенствование алгоритма обработки видеосигналов системы технического зрения для уменьшения погрешности измерения скорости движения протяженных объектов // Труды учебных заведений связи. 2024. Т. 10. № 1. С. 41–48. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-41-48. EDN:JZHITL

Improvement of Machine Vision Video Signal Processing Algorithm for Higher Accuracy in Extended Object Speed Measurements

Rinat Diyazitdinov, rinat.diyazitdinov@gmail.com

Nikolay Vasin, n.vasin@psuti.ru

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics,
Samara, 443010, Russian Federation

Abstract: Machine vision systems are widely used for monitoring of the railway infrastructure condition. High reliability of machine vision systems allows using them not only for video recording but also for automation of technological processes. One of the important tasks in the process automation is measurement of an extended object speed (rail-road cars, electric locomotives and rolling stock). Some systems have a requirement to estimate speed in real time (braking of cars at a shunting yard). In this case the speed is calculated by two adjacent frames to ensure the minimum delay for measurement. However, the image of an extended object can be uninformative (image fragments are uniform in brightness), the weather can cause interference. It leads to high speed estimation error. This article describes the improvement for the existing real-time algorithm which allows for higher accuracy in speed measurements. The improvement implies selection of an informative image area corresponding to an extended object. A comparative analysis of the existing and improved algorithm showed a significant reduction in the estimation error in speed measurements.

Keywords: machine vision, speed, accuracy, television, extended object, real-time, image

For citation: Diyazitdinov R., Vasin N. Improvement of Machine Vision Video Signal Processing Algorithm for Higher Accuracy in Extended Object Speed Measurements. *Proceedings of Telecommun. Univ.* 2024;10(1):41–48. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-41-48. EDN:JZHITL

Введение

Системы технического зрения широко используются для контроля железнодорожной инфраструктуры в сложных условиях эксплуатации: при осадках (дожде, снеге, тумане) и высокой влажности; при экстремальных температурах (от -40 до $+60$ °C); в светлое и темное время суток, что позволяет их использовать для автоматизации технических процессов. Одной из актуальных задач при автоматизации процессов на железнодорожной дороге является измерение скорости протяженных объектов.

Протяженный объект – это объект, геометрический размер которого сопоставим с размером поля зрения применяемых видеокамер или существенно превосходит его [1]. Примером протяженного объекта является вагон, железнодорожный состав, электровагон и т. д. Скорость протяженных объектов должна измеряться с высокой точностью (*примечание:* с погрешностью ± 2 км/ч), так как эти измерения влияют на дальнейшую обработку видеоданных. Например, при контроле протяженных объектов проводится сжатие видеоданных, основанное на формировании панорамных изображений [2]. Панорама формируется из фрагментов отдельных кадров, но размер фрагмента определяется скоростью движения. Если скорость вычислена неверно, то в панораме будут пропущенные или повторяющиеся фрагменты от протяженного объекта.

Для обеспечения низкой погрешности измерения скорости часто используют обработку нескольких кадров. Отдельные кадры могут содержать искаженные изображения (например, из-за засветки, осадков и т. д.), что ведет к резкому увеличению погрешности измерений. Однако за счет усреднения или медианной фильтрации измерения с высокой погрешностью отбраковываются, и точность измерения скорости повышается [3, 4]. Такой способ уменьшения погрешности при измерении скорости широко применяется в системах распознавания номеров вагонов (составление натур-листов) [5].

Однако существует ряд задач, в которых измерение скорости должно проводиться в режиме реального времени. Например, для управления торможением вагонов на сортировочной горке. Чтобы задержка измерения скорости была минимальной, обработка изображений должна проводиться в течение периода следования кадров. Однако в этом случае резко увеличивается погрешность измерений скорости по сравнению с измерением по совокупности изображений, что связано со статистическими характеристиками обрабатываемых изображений.

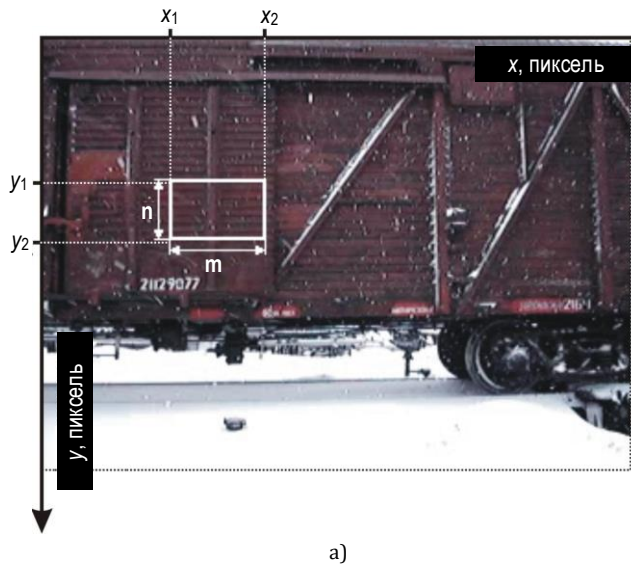
Исследованию проблемы уменьшения погрешности измерения скорости протяженного объекта в режиме реального времени по видеосигналам системы технического зрения посвящена эта статья.

1. Обзор работ по измерению скорости движения протяженного объекта

В работе [6] авторы предлагают алгоритм измерения на основе выбора фрагмента на текущем кадре и поиска положения этого фрагмента на следующем кадре. Измеряя смещение, а также зная расстояние от камеры до протяженного объекта и период следования кадров, происходит расчет скорости движения. Для борьбы с искажениями, возникающими из-за дождя и снега (помехи можно рассматривать как импульсные, так как они приводят к резкому изменению яркости отдельных пикселей изображения), было предложено выбирать фрагмент высотой n строк и суммировать яркость пикселей вдоль столбца. И по полученному одномерному сигналу оценивать смещение. Так как из-за осадков искажаются только отдельные элементы (пиксели) изображения, то за счет суммирования формируется сигнал, устойчивый к этим искажениям. Данный способ имел существенный недостаток: фрагмент изображения, используемый для измерения, мог соответствовать малоинформативной области. В железнодорожном составе присутствуют такие вагоны, которые содержат однородные по яркости протяженные области. Если

фрагмент соответствует такой области, то смещение может быть оценено с большой погрешностью, так как фрагменты в однородной по яркости области очень похожи друг на друга.

Для исправления этого недостатка был разработан способ с предварительной проверкой фрагментов [7], в котором выбирался наиболее информативный фрагмент по максимуму дисперсии (*примечание*: дисперсия рассчитывается по одномерному сигналу, соответствующему фрагменту). Такое решение было предложено, исходя из того, что однородные по яркости фрагменты изображения будут характеризовать «низкой» дисперсией. Чем больше дисперсия, тем более «неоднороднее» фрагмент изображения. Недостаток этого решения заключается в том, что если в кадре присутствует не только протяженный объект, но и задний фон, то выбранный фрагмент может содержать движущийся объект и неподвижный фон. Использование этого фрагмента для обработки приводит к значительному увеличению погрешности. Для выбора фрагмента, содержащего только движущийся объект, был усовершенствован алгоритм, который обеспечил уменьшение погрешности измерения скорости.



2. Метод измерения скорости движения

В соответствии с работой [8] принцип измерения скорости определяется по смещению фрагмента изображения i -го кадра относительно $(i+1)$ -го кадра на величину Δs .

Реальное смещение протяженного объекта определяется по формуле:

$$\Delta S = r \cdot \Delta s, \quad (1)$$

где r – это множитель, зависящий от технических параметров системы технического зрения и расстояния от видеокамеры до объекта.

Период следования кадров (τ) связан с частотой (f):

$$\tau = f^{-1}. \quad (2)$$

Скорость движения (v):

$$v = \Delta S / \tau = r \cdot \Delta s \cdot f. \quad (3)$$

Параметры r и f являются константами, а смещение Δs определяется в результате обработки изображений.

На рисунках 1b и 1c показан пример расчета одномерного опорного $h_i(l)$, $l = k, \dots, k+m-1$ и анализируемого сигнала $h_{i+1}(l)$, $l = 1 \dots w$. Сигналы $h_i(l)$ и $h_{i+1}(l)$ формируются как суммарное значение яркости вдоль столбца фрагмента.

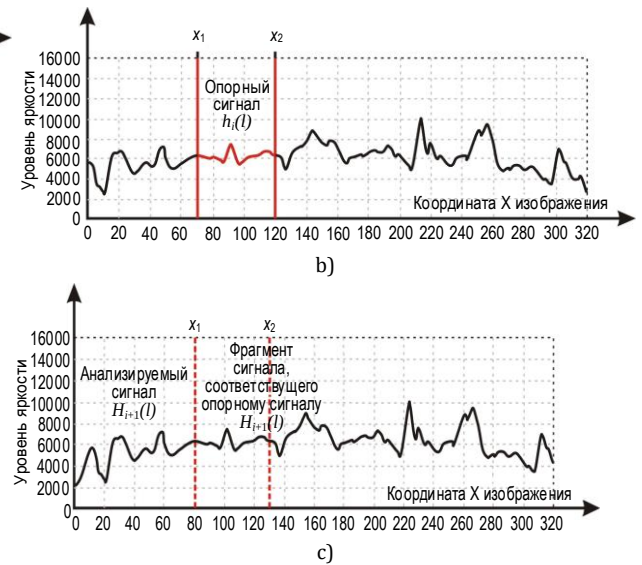


Рис. 1. Главные измерения протяженного объекта (a) и график одномерного опорного (b) и анализируемого (c) сигнала

Fig. 1. Main Measurement of the Long Object (a) and One-Dimensional Plot of Reference (b) and Analyzed (c) Signal

Смещение Δs определяется как:

$$\Delta \hat{s} = \underset{\Delta s}{\operatorname{argmin}}(Q(\Delta s)), \quad (4)$$

$$Q(\Delta s) = \sum_{l=k}^{k+m-1} (h_{i+1}(l + \Delta s) - h_i(l))^2. \quad (5)$$

Функция $Q(\Delta s)$ будет принимать минимальное значение, если $h_i(l)$ и $h_{i+1}(l)$ будут наиболее похожими (рисунок 2).

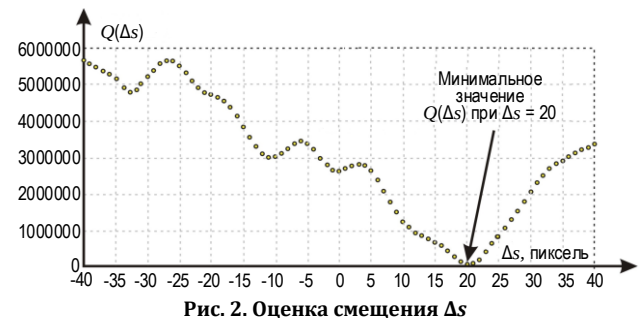


Рис. 2. Оценка смещения Δs

Fig. 2. Offset Estimation

3. Проблема выбора информативного фрагмента

При выборе информативного фрагмента для измерения скорости движения по максимуму дисперсии может быть выбран фрагмент, содержащий одновременно протяженный объект и задний фон. На рисунках 3а и 4а показан этот случай. После совмещения опорный сигнал выбранного фрагмента не совпадает по форме с анализируемым сигналом (см. рисунок 4а). Это различие сигналов по форме было использовано в качестве дополнительного признака для определения информативности выбранного фрагмента, чтобы уменьшить погрешность измерения скорости.

4. Усовершенствование алгоритма

Различие по форме позволяет оценить коэффициент корреляции, который будет много меньше 1.0. Например, между сигналами, показанными на рисунке 4а, он равен 0.664. Усовершенствование алгоритма, описанного в способе [7], заключается во введении предварительного пошагового этапа.

Шаг 1. Расчет опорного сигнала для прямоугольной области i -го текущего кадра.

Шаг 2. Расчет дисперсии опорного сигнала прямоугольной области i -го текущего кадра.

Шаг 3. Выделение горизонтальной полосы на $(i + 1)$ -м следующем кадре с координатами, соответствующими координатам прямоугольной области i -го текущего кадра.

Шаг 4. Расчет анализируемого сигнала для горизонтальной полосы $(i + 1)$ -го следующего кадра.

Шаг 5. Определение правдоподобной прямоугольной области и смещения ΔS по формуле (4).

Шаг 6. Вычисление коэффициента корреляции между опорным сигналом прямоугольной области i -го текущего кадра и анализируемым сигналом правдоподобной области $(i + 1)$ -го следующего кадра по формуле (6), где $w_i(d)$, $w_{i+1,q}(d)$ – суммы уровней яркости столбца d прямоугольной области i -го кадра (значение опорного сигнала для элемента с номером d) и $(i + 1)$ -го кадра, имеющей номер q , соответственно; m – количество элементов.

$$R = \frac{\sum_{d=1}^m \left(w_i(d) - \frac{1}{m} \cdot \sum_{t=1}^m w_i(t) \right) \cdot \left(w_{i+1,q}(d) - \frac{1}{m} \cdot \sum_{t=1}^m w_{i+1,q}(t) \right)}{\sqrt{\sum_{d=1}^m \left(w_i(d) - \frac{1}{m} \cdot \sum_{t=1}^m w_i(t) \right)^2 \cdot \sum_{d=1}^m \left(w_{i+1,q}(d) - \frac{1}{m} \cdot \sum_{t=1}^m w_{i+1,q}(t) \right)^2}}. \quad (6)$$

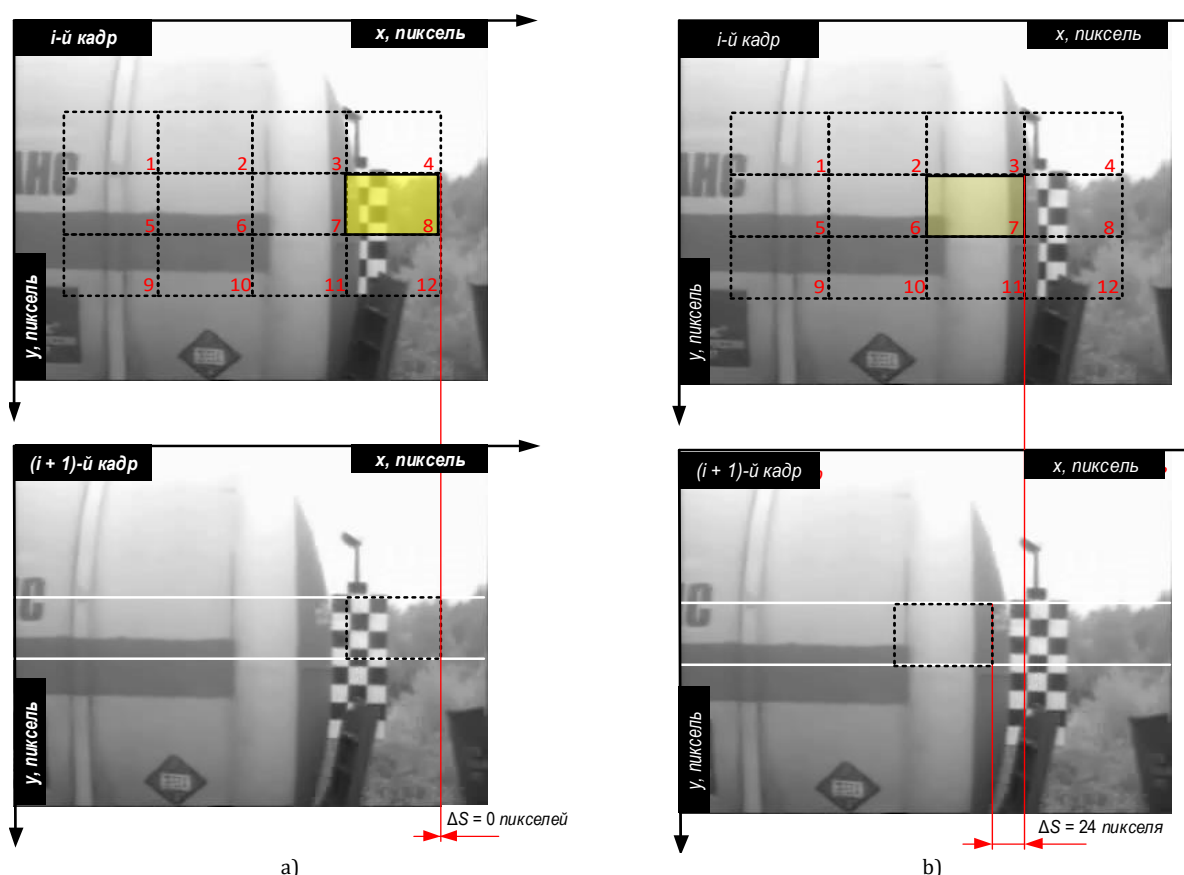


Рис. 3. Фрагмент, выбранный по максимуму дисперсии (а) и в усовершенствованном алгоритме (б)

Fig. 3. A Maximum Variance Fragment (a) and Analyzed Fragment by Modified Algorithm (b)

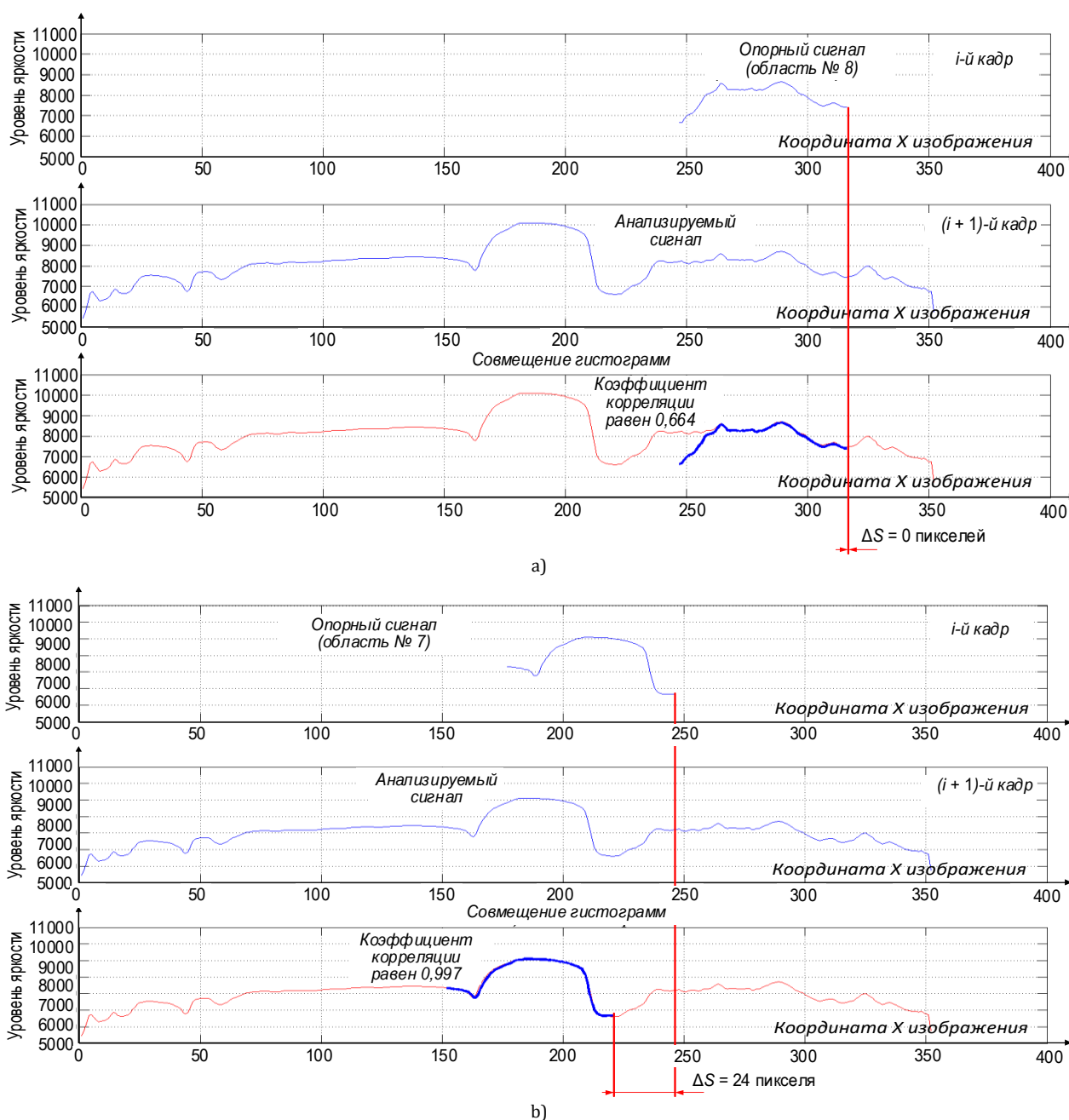


Рис. 4. Оценка смещения в анализируемом (а) и в усовершенствованном (б) алгоритмах

Fig. 4. Offset Estimation by Analyzed (a) and Modified (b) Algorithms

Обработка согласно шагам 1–6 проводится для каждой прямоугольной области i -го текущего кадра. А наиболее информативная область с протяженным объектом для оценки скорости движения выбирается по наибольшей дисперсии опорного сигнала прямоугольной области (шаг 2) и по коэффициенту корреляции (шаг 6), превышающему порог. Идея использования коэффициента корреляции для выбора наиболее информативной области с протяженным объектом для оценки скорости объекта заключается в следующем. Если анализируемая область i -го кадра содержит фрагмент фона, то из-за того, что фон неподвижен, а протяженный объект движется, правдоподобная область на

$(i + 1)$ -ом кадре не будет похожа на анализируемую область i -го кадра, так как часть области с фоном будет соответствовать смещению близкому к нулю (фон неподвижен), а часть области с подвижным объектом будет соответствовать смещению объекта. В результате на $(i + 1)$ кадре правдоподобная область не будет похожа по форме на анализируемую область i -го кадра (см. рисунок 4а).

Таким образом, «сходство» анализируемой области i -го кадра и правдоподобной области $(i + 1)$ кадра означает, что первая содержит протяженный объект, а «различие» означает, что она содержит фрагмент фона. А для определения «сходства»/«различия» по форме между опорным сигналом

прямоугольной (*примечание*: на одной строке только одно слово) области i -го кадра и анализируемым сигналом правдоподобной области $(i + 1)$ -го кадра используется коэффициент корреляции.

Для принятия решения о «схождении» или «различии» сигналов по коэффициенту корреляции используется порог.

Проведенные эксперименты на сортировочной горке станции Кинель Куйбышевской железной дороги показали, что при использовании областей с протяженным объектом коэффициент корреляции не меньше 0.96, а областей с фоном – не больше 0.88.

По этой причине в качестве значения на порог $thrR$ для коэффициента корреляции было выбрано среднее значение $thrR = (0.88 + 0.96)/2 = 0.92$.

Таким образом, если коэффициент корреляции больше, чем порог, то прямоугольная область текущего кадра является информативной, содержит протяженный объект и обеспечивает корректную оценку смещения Δs и скорости движения протяженного объекта, в противном случае прямоугольная область текущего кадра не является информативной, так как содержит изображение фона и не подходит для оценки смещения Δs (*примечание*: необходимо выравнивание по ширине).

Коэффициент корреляции R между опорным сигналом прямоугольной области текущего кадра и анализируемым сигналом правдоподобной области следующего кадра рассчитывается по формуле (6).

5. Апробация

На рисунках 3b и 4b показаны кадры, аналогичные 3a и 4a, но для выбора фрагмента для расчета смещений был использован предложенный выше способ. Коэффициент корреляции сигналов равен 0.997.

На рисунке 5 показаны графики измерения скорости по способу [7] и предложенному усовершенствованию. При использовании алгоритма с выбором фрагмента по максимуму дисперсии [7] на графике скорости отчетливо видны отсчеты с высокой погрешностью измерений, которые отсутствуют на графике, полученном с помощью усовершенствованного алгоритма.



Рис. 5. Сравнение измерений

Fig. 5. Measurement Comparison

На рисунке 6 представлена схема обработки данных. Выбор фрагмента определяется циклом, реализуемым блоками 16–21, а также учетом коэффициента корреляции в блоках 26–27.

В таблице 1 приведены результаты погрешности измерения усовершенствованного алгоритма в сравнении с референтной системой (недостатком которой является то, что она не обеспечивает измерения в режиме реального времени). Погрешность измерения определяется как «максимальное отклонение на уровне 0.95 квантиля».

ТАБЛИЦА 1. Погрешность измерения скорости

TABLE 1. Speed Measurement Error

№ объекта	Длительность измерения, с	Погрешность, км/ч
1	125	0.2
2	120	0.5
3	120	0.4
4	110	0.5
5	105	0.6
6	100	0.3

Таким образом, измерение скорости по усовершенствованному алгоритму удовлетворяет требованиям по погрешности, и в проведенных натуральных экспериментах не превышает 0.6 км/ч.

Заключение

В работе представлено усовершенствование способа измерения скорости движения протяженного объекта по видеосигналам системы технического зрения. Оно направлено на уменьшение погрешности измерений за счет выбора информативных фрагментов изображений.

Кроме непосредственного решения проблемы, описанный способ учитывает и вопросы быстродействия. Усовершенствование увеличивает время обработки приблизительно на 1–2 % по сравнению с прототипом [7], что позволяет оставить без изменения аппаратную составляющую существующего измерительного комплекса (*примечание*: используется персональный компьютер с процессором Core i7 – 3770, 3.4 ГГц). Эта характеристика является очень важной, так как возможность сохранения аппаратной составляющей без изменения часто является решающим фактором при изменении программного обеспечения.

Дальнейшее развитие исследований по измерению скорости планируется проводить в направлении учета фона, что позволит проводить измерения скорости в моменты времени, когда протяженный объект только появляется в кадре или исчезает из него.

На основании предложенного алгоритма была подана заявка на изобретение, и был получен патент [9]. Разработанный алгоритм планируется внедрить в существующую систему измерения скорости.

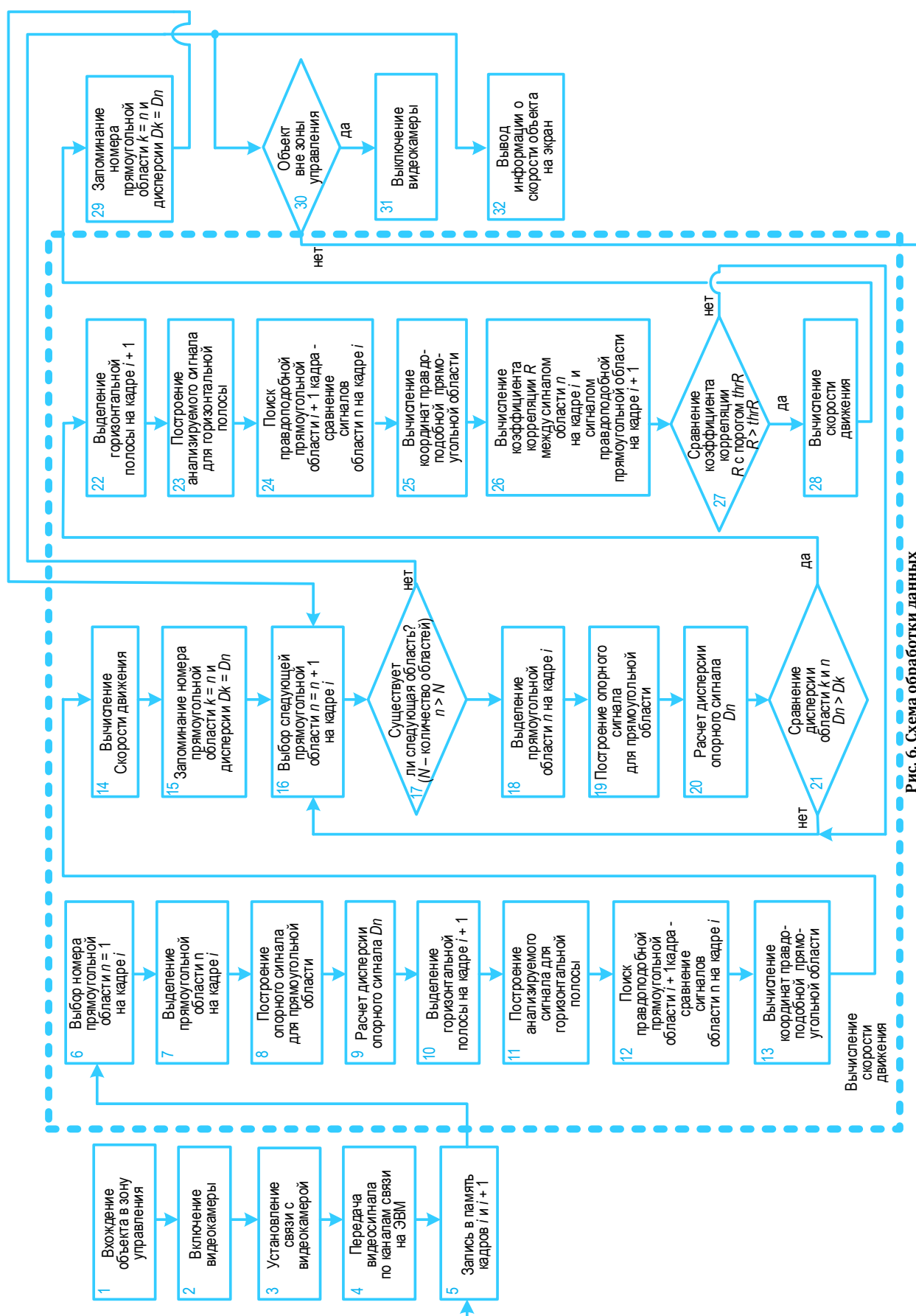


Рис. 6. Схема обработки данных

Fig. 6. Data Processing

Список источников

1. Васин Н.Н., Куринский В.Ю. Измерение скорости движения протяженных объектов системами видеонаблюдения // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2013. Т. 56. № 10. С. 77–80. EDN:RGRLRB
2. Алиев Э.В., Веснин Е.Н., Малыгин Л.Л., Михайлов А.Е., Царев В.А. Оптическая идентификация объектов подвижного состава в задачах управления железнодорожными перевозками // Автоматизация в промышленности. 2009. № 5. С. 49–54. EDN:KVUGWP
3. Обухова Н.А. Методы видеонаблюдения, сегментации и сопровождения движущихся объектов. Автореф. дис. ... докт. техн. наук. СПб.: С.-Петерб. гос. электротехн. ун-т (ЛЭТИ), 2008. 32 с. EDN:NJEFT
4. Пирим П. Способ и устройство для идентификации и локализации в реальном масштабе времени зоны с относительным перемещением в сцене и для определения скорости и направления перемещения. Патент на изобретение RU 2216780 C2. Оpubл. 20.11.2003. EDN:GQPAZF
5. Веснин Е., Царев В., Михайлов А. Распознавание номеров вагонов: принципы решения и приложение в промышленности // Control Engineering Россия. 2014. Т. 49. № 1. С. 60–66.
6. Васин Н.Н., Куринский В.Ю. Способ измерения скорости движения протяженных объектов. Патент на изобретение RU 2398240 C1. Оpubл. 27.08.2010. EDN:GPIDIH
7. Диязитдинов Р.Р., Васин Н.Н. Способ измерения скорости движения протяженных объектов. Патент на изобретение RU 2747041 C1. Оpubл. 23.04.2021. EDN:DFPPTV
8. Диязитдинов Р.Р., Васин Н.Н. Использование фрагментов телевизионного изображения системы технического зрения для верификации повышения помехоустойчивости измерений скорости протяженного объекта // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 1. С. 34–40. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-34-40. EDN:QQWWLU
9. Васин Н.Н., Диязитдинов Р.Р. Способ измерения скорости движения протяжённых объектов. Патент на изобретение RU 2803031 C1. Оpubл. 05.09.2023. EDN:CTIPSZ

References

1. Vasin N.N., Kurinsky V.Yu. Measuring of Lengthy Object Velocity with Closed Circuit Cameras. *Journal of Instrument Engineering*. 2013;56(10):77–80. EDN:RGRLRB
2. Aliev E.V., Vesnin E.N., Malygin L.L., Mikhailov A.E., Tsarev V.A. Optical Identification of Rolling Stock Objects in the Tasks of Railway Transport Management. *Automation in Industry*. 2009;5:49–54. EDN:KVUGWP
3. Obukhova N.A. *Methods of Video Surveillance, Segmentation and Tracking of Moving Objects*. D.Sc Thesis. St. Petersburg: Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" Publ.; 2008. 32 p. EDN:NJEFT
4. Pirim P. *Method and Apparatus for Real-Time Identification and Localisation of a Zone with Attitudinal Displacement in a Scene and for Determining the Speed and Direction of Displacement*. Patent RF, no. 2216780 C2, 20.11.2003. EDN:GQPAZF
5. Vesnin E., Tsarev V., Mikhailov A. Recognition of Wagon Numbers: Principles of Solution and Application in Industry. *Control Engineering Russia*. 2014;49(1):60–66.
6. Vasin N.N., Kurinsky V.Yu. *Method of Measuring the Speed of Motion of Extended Objects*. Patent RF, no. 2398240 C1, 27.08.2010. EDN:GPIDIH
7. Diyazitdinov R.R., Vasin N.N. *Method of Measuring the Speed of Motion of Extended Objects*. Patent RF, no. 2747041 C1, 23.04.2021. EDN:DFPPTV
8. Diyazitdinov R., Vasin N. Using Television Image Fragments of a Machine Vision for Verifying Noise Immunity of an Extended Object Velocity Measurement. *Proceedings of Telecommun. Univ*. 2022;8(1):37–40. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-37-40. EDN:QQWWLU
9. Vasin N.N., Diyazitdinov R.R. *Method of Measuring the Speed of Motion of Extended Objects*. Patent RF, no. 2803031 C1, 05.09.2023. EDN:CTIPSZ

Статья поступила в редакцию 14.11.2023; одобрена после рецензирования 16.01.2024; принята к публикации 19.01.2024.

The article was submitted 14.11.2023; approved after reviewing 16.01.2024; accepted for publication 19.01.2024.

Информация об авторах:

ДИАЗИТДИНОВ
Ринат Радмирович

кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры сетей и систем связи Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики

 <https://orcid.org/0000-0001-6360-0351>

ВАСИН
Николай Николаевич

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры сетей и систем связи Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики

 <https://orcid.org/0000-0001-9749-4884>

Научная статья

УДК 621.396.677.3

DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-49-57



Синтез диаграмм направленности антенных решеток для больших углов сканирования с использованием генетического алгоритма

Виктория Викторовна Дмитриева, dmitrieva.vv@sut.ru

Константин Олегович Коровин, korovin.ko@sut.ru

Алексей Николаевич Ликонцев, Likontsev.an@sut.ru

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

Аннотация: В настоящее время в большинстве современных систем связи, например, в современных спутниковых терминалах предполагается применение антенн со сканирующим лучом, т. е. антенных решеток. При этом при больших углах сканирования сильно возрастает уровень боковых лепестков (УБЛ) и наблюдается уменьшение коэффициента усиления (КУ). В этой связи возникает задача отыскания процедуры синтеза амплитудно-фазового распределения (АФР) с низким уровнем боковых лепестков и высоким КУ при больших углах сканирования. Одним из способов уменьшения боковых лепестков и компенсации снижения КУ является синтез оптимального (по максимуму КУ и минимуму УБЛ) АФР, с использованием оптимизационных алгоритмов. При этом учет характеристик диаграммы направленности (ДН) излучателей решетки приводит к необходимости численного электродинамического расчета. Целью работы является разработка процедуры синтеза АФР с низким УБЛ для линейных и прямоугольных антенных решеток при различных, в том числе больших углах сканирования и компенсации снижения КУ с использованием генетического алгоритма и численного электродинамического расчета. Методами исследования характеристик антенных излучателей является численное электродинамическое моделирование методом конечных элементов в системе автоматизированного проектирования Ansys HFSS и оптимизация АФР для заданной ДН методом случайного поиска с использованием парциальных диаграмм излучателей. Элементами новизны является комбинация точного электродинамического расчета излучателей антенных решеток и оптимизационного поиска АФР для синтеза требуемой ДН с использованием парциальных диаграмм. В результате разработана процедура синтеза АФР линейной и плоской эквидистантной (на примере 8- и 64-элементных) антенных решеток с учетом точных электродинамических характеристик излучателей и их взаимного влияния. С использованием генетического алгоритма при различных углах сканирования найдены АФР на излучателях, для которых получены ДН решетки с учетом влияния соседних элементов. Проанализировано изменение УБЛ и КУ антенной решетки при различных углах сканирования с использованием различных АФР. Предложенный алгоритм позволяет синтезировать АФР с низким УБЛ ДН и высоким КУ при углах отклонения главного лепестка до 40° для линейной антенной решетки и до 80° в случае плоской антенной решетки. Результаты данной работы актуальны в задачах синтеза ДН, так как предложенное решение обеспечивает существенный выигрыш в скорости синтеза АФР ДН линейной и прямоугольной антенных решеток, особенно для систем с большим числом излучателей. При этом удается сохранить высокий КУ при больших углах сканирования, и добиться существенного снижения УБЛ.

Ключевые слова: диаграмма направленности, коэффициент усиления, генетический алгоритм, уровень боковых лепестков, амплитудно-фазовое распределение

Ссылка для цитирования: Дмитриева В.В., Коровин К.О., Ликонцев А.Н. Синтез диаграмм направленности антенных решеток для больших углов сканирования с использованием генетического алгоритма // Труды учебных заведений связи. 2024. Т. 10. № 1. С. 49–57. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-49-57. EDN:TWQNDY

Synthesis of Antenna Array Radiation Pattern at Large Scanning Angles Using Genetic Algorithm

Victoria Dmitrieva, dmitrieva.vv@sut.ru

Konstantin Korovin, korovin.ko@sut.ru

Aleksey Likontsev, Likontsev.an@sut.ru

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

Abstract: At present, in most modern communication systems, for example, in modern satellite terminals, the use of scanning beam antennas, i. e. antenna arrays is assumed. At the same time, at large scanning angles, the side lobe level (SLL) increases strongly and decrease in the gain is observed. In this regard, the problem of finding a procedure for synthesizing an amplitude-phase distribution (APD) with low SLL and high gain (G) at large scanning angles comes up. One of the ways to reduce SLL and compensate for the decrease in G is to synthesize the optimal APD (in terms of the maximum G and minimum SLL) using optimization algorithms. At the same time, taking into account the characteristics of the radiation pattern of the array emitters requires numerical electrodynamic calculation. The goal of this paper is to develop a procedure for the synthesis of APD with low SLL for linear and rectangular antenna arrays at various, including large, scanning angles and compensation for G reduction using a genetic algorithm and numerical electrodynamic calculation. The methods for studying the characteristics of antenna radiators are numerical electrodynamic modeling by the finite element method (FEM) in Ansys HFSS computer-aided design system and optimization of the APD for a given radiation pattern (RP) by a random search method using partial diagrams of antenna elements. The novelty is the combination of accurate numerical electrodynamic calculation of the RP of antenna elements and optimization search for APD for the synthesis of the required RP using partial diagrams. As a result, a procedure for APD synthesis of linear and uniform rectangular equidistant (for example, 8- and 64-element) antenna arrays has been developed, taking into account the exact electrodynamic characteristics of antenna elements and their mutual resistance. Radiation patterns were obtained taking into account the effect of neighboring elements, with the help of which, using a genetic algorithm, APDs on emitters were found at different scanning angles. The change in SLL and G of the antenna array is analyzed at different scanning angles using different APDs. The proposed algorithm allows to synthesize APD for a RP with low SLL and high G at scanning angles up to 40° for linear antenna array and up to 80° in the case of a uniform rectangular antenna array. The results of this work are relevant in the problems of radiation pattern synthesis, since the proposed solution provides a significant gain in the radiation pattern synthesis rate of APD of linear and rectangular antenna arrays, especially for systems with a large number of antenna elements. At the same time, it is possible to maintain a high G at large scanning angles, and achieve a significant reduction of SLL.

Keywords: radiation pattern, gain, genetic algorithm, sidelobe level, amplitude-phase distribution

For citation: Dmitrieva V., Korovin K., Likontsev A. Synthesis of Antenna Array Radiation Pattern at Large Scanning Angles Using Genetic Algorithm. *Proceedings of Telecommun. Univ.* 2024;10(1):49–57. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-49-57. EDN:TWQNDY

В настоящее время антенные решетки находят все большее применение в технике связи, радиолокации и навигации. Необходимость синтеза диаграмм направленности (ДН) фазированных антенных решеток с низким уровнем боковых лепестков (УБЛ) при больших углах сканирования обусловлена их использованием во многих современных системах связи, например, спутниковых терминалах. При больших углах сканирования возникает несколько проблем: резко растет уровень боковых лепестков ДН и уменьшается коэффициент усиления (КУ) [1]. Одним из методов решения данной проблемы является применение различных спосо-

бов синтеза амплитудно-фазового распределения (АФР) с использованием алгоритмов оптимизации. В последнее время для оптимизации параметров и характеристик антенных решеток используется большое количество алгоритмов, основанных на биологических процессах, таких как рой частиц, генетический алгоритм (ГА) и их модификации [2–3].

В работе [4] предложен метод уменьшения боковых лепестков при помощи использования разреженных линейных антенных решеток. Как правило, разреженная решетка получается при помощи удаления случайно выбранных элементов. Для

уменьшения УБЛ авторы разработали итерационный алгоритм, позволяющий минимизировать количество удаленных элементов. В случае ограниченного размера решетки применение разреженных решеток не является оптимальным, так как приводит к уменьшению КУ решетки.

В этой связи вызывают интерес оптимизационные методы, позволяющие получить компромисс между КУ и УБЛ. Особый интерес при разработке геометрии размещения элементов решетки представляет собой группа ГА. Например, в работе [5] авторы описали метод создания аperiодических линейных фазированных антенных решеток с применением ГА для уменьшения бокового излучения с изменением угла поворота. Данный метод позволяет эффективно рассчитать конструкцию антенной решетки.

В [6] описана задача проектирования неоднородных круглых антенных решеток для снижения УБЛ при ограничении фиксированной ширины ДН. При помощи оптимизации с использованием ГА определяется оптимальный набор весов и разнесения антенных элементов, обеспечивающих ДН с максимальным снижением УБЛ при ограниченной ширине основного лепестка ДН антенной решетки.

В рассмотренных работах применяют оптимизационные алгоритмы для создания эффективной конструкции антенных решеток. В представленной работе описан метод синтеза АФР с применением генетического алгоритма. Наиболее часто алгоритмы синтеза ДН исследуются для линейных решеток [7–9]. В данной работе произведен анализ линейной и плоской антенных решеток и оценка изменения УБЛ при различных углах сканирования. Приведено сравнение коэффициентов направленного действия (КНД), КУ и УБЛ для двух АФР: равноамплитудном и полученным при помощи ГА. Для учета особенностей ДН излучателей антенной решетки произведено моделирование излучателя и расчет ДН в составе решетки в программе HFSS с учетом влияния соседних элементов. Далее, на основе парциальной ДН одиночного элемента построены линейная и прямоугольная антенные решетки.

Следует отметить, что при отклонении луча меняются входные сопротивления элементов, что может приводить к значительным искажениям ДН антенной решетки, вплоть до появления эффектов «ослепления». Однако в представленной методике финальный вычисление синтезированной ДН производится при помощи точного электродинамического расчета, то позволяет обнаружить наличие таких эффектов и устранить их введением паразитных элементов.

Моделирование излучателей антенной решетки

Одиночный элемент антенной системы (рисунок 1) представляет собой микрополосковую

антенну, состоящую из прямоугольной печатной антенны (патча) и подложки, верхняя часть которой состоит из материала prepreg R-5670 ($\epsilon_r = 3,38$), а нижняя – из Rogers R04003 ($\epsilon_r = 3,55$). Такая антенна имеет круговую поляризацию за счет двух питающих коаксиальных кабелей с разницей фаз 90° . Волновое сопротивление питающих портов 50 Ом, рабочая частота 29,75 ГГц. При проектировании антенной решетки расстояние между излучателями выбрано минимально возможным, равным $0,5\lambda$, так как при большом межэлементном расстоянии могут появиться дополнительные дифракционные максимумы при сканировании [10].

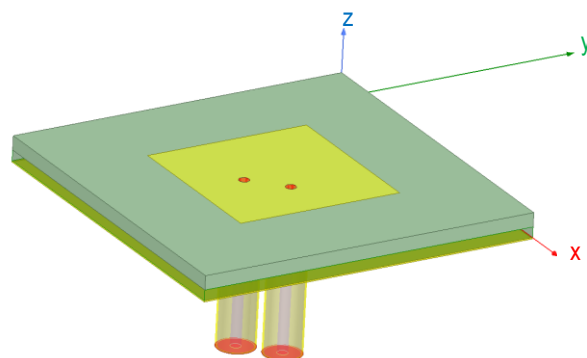


Рис. 1. Микрополосковый одиночный излучатель

Fig. 1. Microstrip Antenna

Наличие взаимных связей соседних элементов антенной решетки негативно сказывается на направленных свойствах антенны и приводит к увеличению боковых лепестков ДН. Поэтому для оценки реальной ДН необходимо учитывать их влияние. Найдем ДН одиночного элемента с учетом влияния соседних элементов для случая линейной антенной решетки, состоящей из 8 элементов и прямоугольной, размерностью 8×8 . Для этого задается один активный элемент антенной решетки, а соседние элементы являются подключены к согласованным нагрузкам [11].

ДН антенной решетки в дальней зоне излучателей можно найти как произведение ДН одиночного излучателя на множитель решетки [12]:

$$F(\theta, \varphi) = F_1(\theta, \varphi) \left| \sum_{n=1}^W A_n e^{ikR_n \cos \theta} \right|, \quad (1)$$

где $F_1(\theta, \varphi)$ – ДН излучателя; A_n – комплексная амплитуда; R_n – расстояние до точки наблюдения.

Получим ДН одиночного излучателя с учетом влияния соседних элементов (рисунок 2) для линейной и прямоугольной антенных решеток, имеющие КНД 5,8 и 6,3 дБ, соответственно. Полученные результаты программы HFSS перенесем в ПО Matlab с целью дальнейшего анализа ДН антенной решетки для различных углов сканирования.

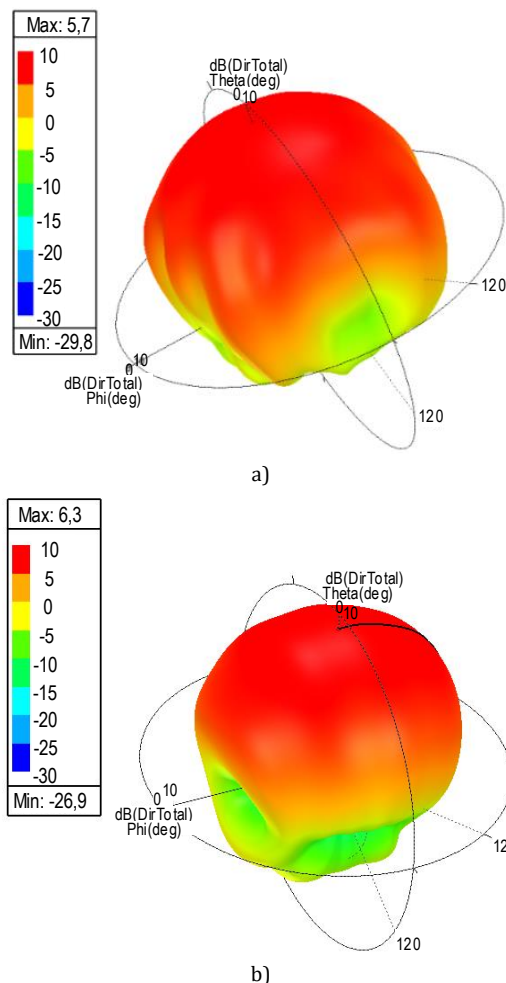


Рис. 2. ДН излучателя с учетом влияния соседних элементов в программе HFSS: для плоской (а) и для линейной (б) антенной решетки

Fig. 2. Antenna Radiation Pattern with Allowance for the Influence of Neighboring Elements in the HFSS Program for Uniform Rectangular (a) and Linear Array (b)

Применение генетического алгоритма в линейных фазированных антенных решетках

Принцип управления лучом ДН широко применяются в радиолокации, радионавигации, сотовой связи и др. В фазированных антенных решетках возможно адаптивное управление лучом, то есть изменение направления сигнала за счет изменения амплитудного и фазового распределения [13]:

$$W_u = A_y \Phi_y, \quad (2)$$

где $A_y \Phi_y$ – диагональные матрицы управления амплитудой и фазой, соответственно.

Основной задачей адаптивного процесса является подстройка весовых коэффициентов. В настоящей работе для получения зависимости АФР от угла сканирования был применен ГА, позволяющий снизить УБЛ ДН. Алгоритм основан на модели биологической эволюции и методе случайного поиска [14]. Его работа базируется на задании огибающей, на основе которой ГА многократно

преобразовывает исходный набор (популяцию) в новую популяцию и, таким образом, ДН (синяя линия) подстраивается под заданные параметры огибающей (красная линия), как показано на рисунке 3. Для работы алгоритма используются расчетные ДН излучателей, полученные при помощи вычислений в программе HFSS, с учетом влияния соседних элементов антенной решетки.

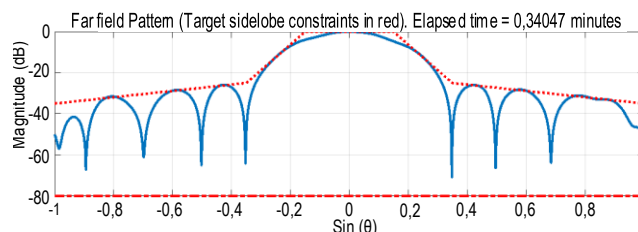


Рис. 3. Огибающая диаграммы направленности

Fig. 3. The Envelope of the Radiation Pattern

Рассмотрим линейную антенную решетку с равноудаленными излучателями (рисунок 4). Оценка угла сканирования производится по углу θ . Для дальнейшего анализа примем к рассмотрению решетку, состоящую из 8 элементов.

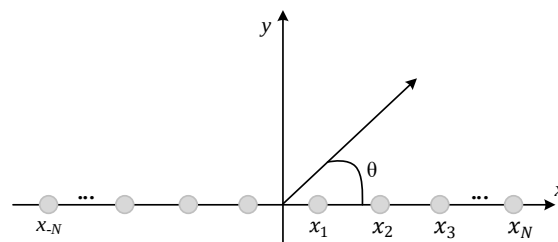


Рис. 4. Геометрия линейной антенной решетки

Fig. 4. Antenna Array Geometries Uniform Linear Array

Для соответствующих углов получены весовые коэффициенты для фиксированного направления основного лепестка ДН. Например, для угла 0° в случае 8-элементной антенной решетки получено амплитудное распределение по элементам:

$$A_1 = 0,4313, A_2 = 0,5084, A_3 = 0,9164, A_4 = 1,0000, A_5 = 0,9939, A_6 = 0,9215, A_7 = 0,5057, A_8 = 0,4331.$$

Сравним ДН антенных решеток, полученные с применением вычисленного АФР и равноамплитудного. Соответствующие ДН приведены на рисунке 5а. КНД изменился с 14,2 до 12,7 дБ, при этом УБЛ уменьшился с -12,6 до -21,2 дБ.

Для изменения направления основного лепестка ДН антенной решетки был проведен расчет для углов θ отличных от 0° и получены АФР. Пример комплексных весов для 8-элементной линейной антенной решетки в направлении сигнала 20° :

– амплитудное распределение по элементам:

$$A_1 = 0,2822, A_2 = 0,5363, A_3 = 1,0000, A_4 = 1,0000, A_5 = 0,8823, A_6 = 0,8537, A_7 = 0,6140, A_8 = 0,3156;$$

– фазовое распределение по элементам:

$$\begin{aligned}\psi_1 &= -173,8773^\circ, \psi_2 = -129,5074^\circ, \\ \psi_3 &= -69,1381^\circ, \psi_4 = 0^\circ, \psi_5 = 49,5325^\circ, \\ \psi_6 &= 109,7085^\circ, \psi_7 = 175,4038^\circ, \\ \psi_8 &= -111,6969^\circ.\end{aligned}$$

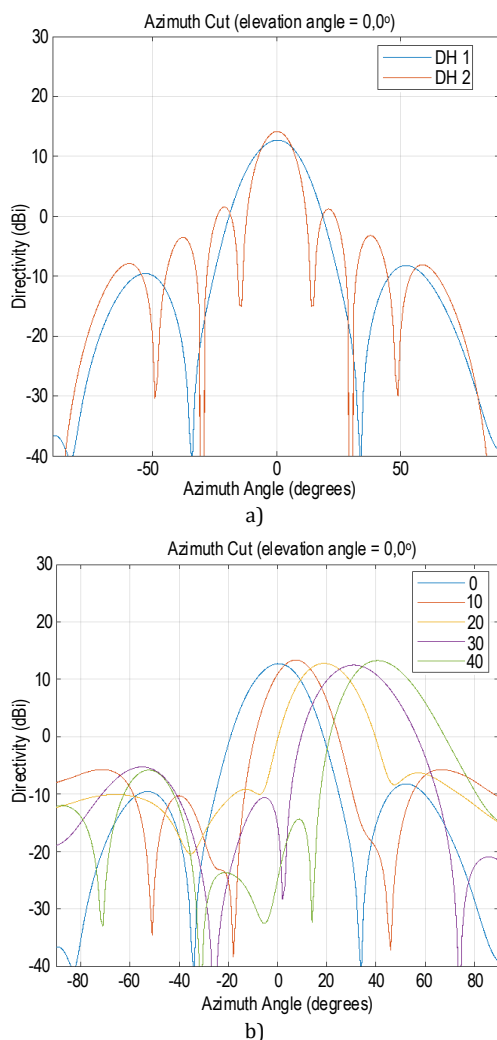


Рис. 5. Сравнение ДН с различным АФР направление 0° (а) и ДН линейной 8-элементной антенной решетки для различных углов сканирования (б)

Fig. 5. Comparison of Radiation Patterns with Different Amplitude-Phase Distributions in the Direction of 0° (a) and Radiation Pattern of an Eight-Element Antenna Array for Different Scanning Angles (b)

При применении алгоритма для различных углов сканирования антенной решетки также происходит снижение УБЛ – разница для равноамплитудного и синтезированного АФР достигает 7 дБ. На рисунке 5б представлены ДН в зависимости от угла отклонения основного лепестка. Изменение УБЛ, КНД и КУ (все – в дБ) в зависимости от угла приведены в таблице 1.

Применение генетического алгоритма в случае прямоугольной антенной решетки

Рассмотрим геометрию прямоугольных плоских антенных решеток (рисунок 6). В случае с равноудаленными излучателями расстояние между элементами задано равным $0,5\lambda$ (d_x и d_y). В плоской антенной решетке оценка угла сканирования определяется при помощи углов азимута (φ) и угла места (θ) источника сигнала. При этом угол θ лежит в диапазоне от 0° до 90° , а угол φ – от 0° до 360° . Для удобства представления ДН в случае плоских антенных решетках можно рассмотреть ДН в прямоугольных координатах (U - V) [15]:

$$\begin{cases} U = \sin\theta\cos\varphi \\ V = \sin\theta\sin\varphi \end{cases} \quad (3)$$

При дальнейшем анализе рассмотрим антенную решетку размерностью 8×8 . Получим амплитуды возбуждения излучателей и фазовое распределение для различных углов сканирования основного лепестка данной антенной решетки. С этой целью, используя комплексные весовые коэффициенты, полученные в случае линейной 8-элементной антенной решетки, найдем весовые коэффициенты прямоугольной с помощью произведения:

$$w_3 = w_1 * w_2, \quad (4)$$

где w_1, w_2 – комплексные коэффициенты, полученные для линейного расположения элементов антенной решетки. Таким образом, для каждого направления излучения имеем 64 весовых коэффициента, задающих АФР на излучателях прямоугольной антенной решетки.

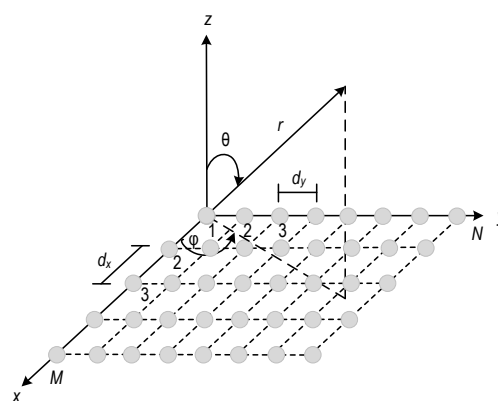


Рис. 6. Геометрия прямоугольной антенной решетки

Fig. 6. Antenna of Array Geometries Uniform Rectangular Array

На рисунке 7 показаны трехмерные ДН для некоторых углов сканирования в системе координат U - V . УБЛ при равноамплитудном возбуждении излучателей выше (рисунок 7а) и достигает $-12,9$ дБ в случае $\varphi = 0^\circ$ and $\theta = 0^\circ$, с использованием алгоритма (рисунок 7б) УБЛ удастся уменьшить до $-17,1$ дБ. При анализе другого угла (рисунки 7с и 7д) уровень уменьшается до $-22,5$ дБ в случае использования ГА при синтезе.

ТАБЛИЦА 1. Характеристики линейной антенной решетки, рассчитанной в HFSS и MATLAB

TABLE 1. Characteristics of Uniform Linear Array Modeling in HFSS and MATLAB

Угол θ	Равноамплитудное распределение MATLAB		С применением алгоритма MATLAB		Равноамплитудное АФР HFSS		С применением алгоритма HFSS	
	КНД	УБЛ	КНД	УБЛ	КНД / КУ	УБЛ	КНД / КУ	УБЛ
0°	14,2	-12,6	12,7	-21,2	14,6 / 14,4	-13,2	14,5 / 14,3	-18,8
10°	14,4	-10,5	13,4	-19,2	14,6 / 14,4	-13,1	14,6 / 14,3	-17,5
20°	14,3	-9,6	12,7	-19,6	14,5 / 14,3	-12,6	14,2 / 14,1	-18,3
30°	14,4	-10,3	12,5	-18,1	14,3 / 14,1	-12,1	13,0 / 12,6	-18,0
40°	14,3	-11,6	13,3	-19,0	13,9 / 13,5	-11,1	13,8 / 13,0	-18,6

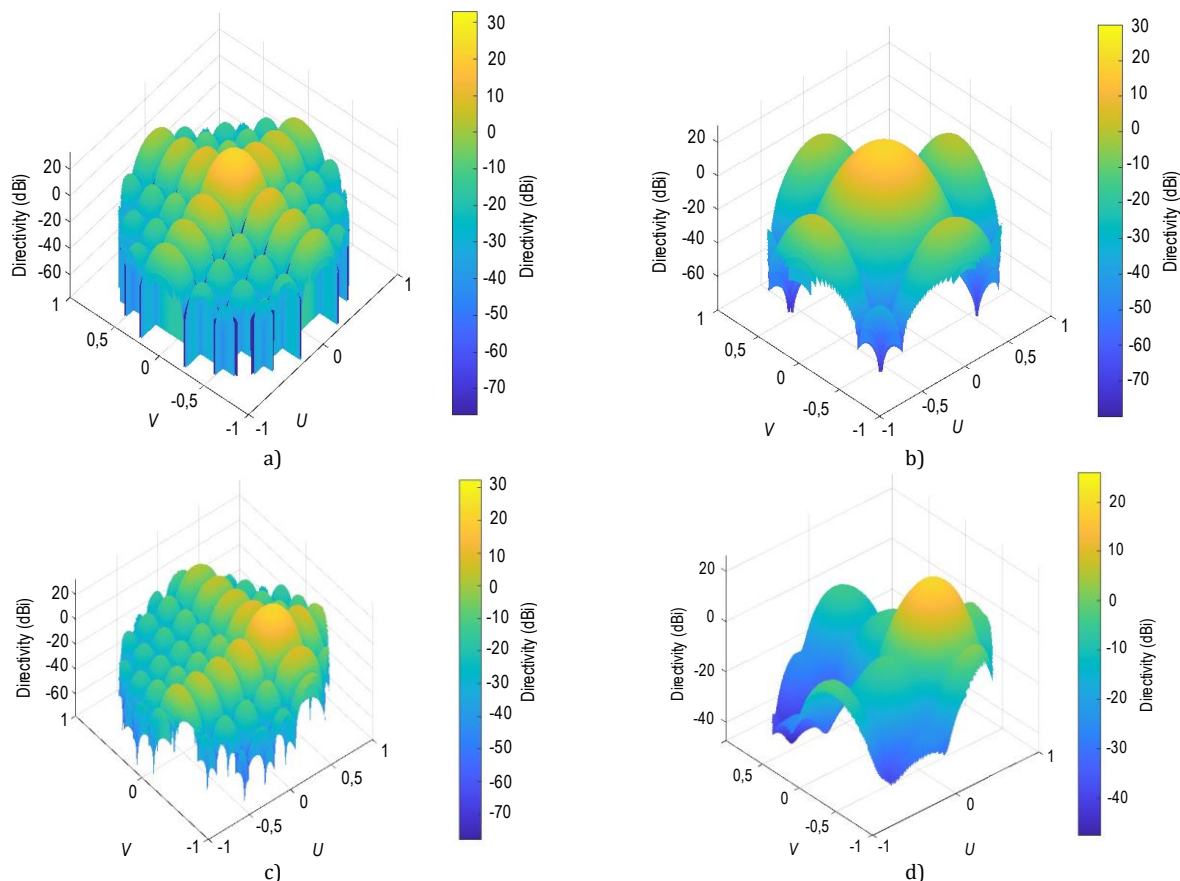
Рис. 7. Трехмерные ДН для $\varphi = 0^\circ$ и $\theta = 0^\circ$ (а), $\varphi = 0^\circ$ и $\theta = 0^\circ$ (б), $\varphi = -135^\circ$ и $\theta = 28^\circ$ (с), $\varphi = -135^\circ$ и $\theta = 28^\circ$ (д) с применением алгоритма

Fig. 7. 3D Radiation Pattern for $\varphi = 0^\circ$ and $\theta = 0^\circ$ (a), $\varphi = 0^\circ$ and $\theta = 0^\circ$ (b), $\varphi = -135^\circ$ and $\theta = 28^\circ$ (c), $\varphi = -135^\circ$ and $\theta = 28^\circ$ (d) Using the Algorithm

Используя весовые коэффициенты, получим значения ДН в HFSS в различных плоскостях. На рисунке 8 изображены ДН для различных углов сканирования. Как и в случае линейной антенной решетки УБЛ существенно снижается; например, для углов $\varphi = -135^\circ$, $\theta = 45^\circ$ (рисунки 8а и 8б) УБЛ уменьшается с -11,7 до -19,7.

При анализе другого угла также наблюдается снижение УБЛ. На рисунках 9а и 9б изображены нормированные ДН. При применении алгоритма удается уменьшить УБЛ с -12,9 до -17,2 дБ.

Ради более точной оценки работы алгоритма необходимо проанализировать характеристики и для других направлений излучения с небольшим

шагом до максимального угла сканирования. В случае прямоугольной антенной решетки наибольшее значение угла места составляет $80,8^\circ$ и УБЛ ДН для такого угла равен -20 дБ, в то время как при равноамплитудном распределении УБЛ -12,2.

Основные характеристики – КНД, КУ и УБЛ (все в дБ) для различных АФР при различных углах сканирования сведены в таблицу 2. В таблице приведены значения углов для различных систем координат и характеристики, рассчитанные в двух программах. Расчет проводился для различных углов φ и θ , и в таблице 2 приведена лишь малая часть полученных результатов, с типичными для MATLAB отклонениями от точного электродинамического расчета в HFSS.

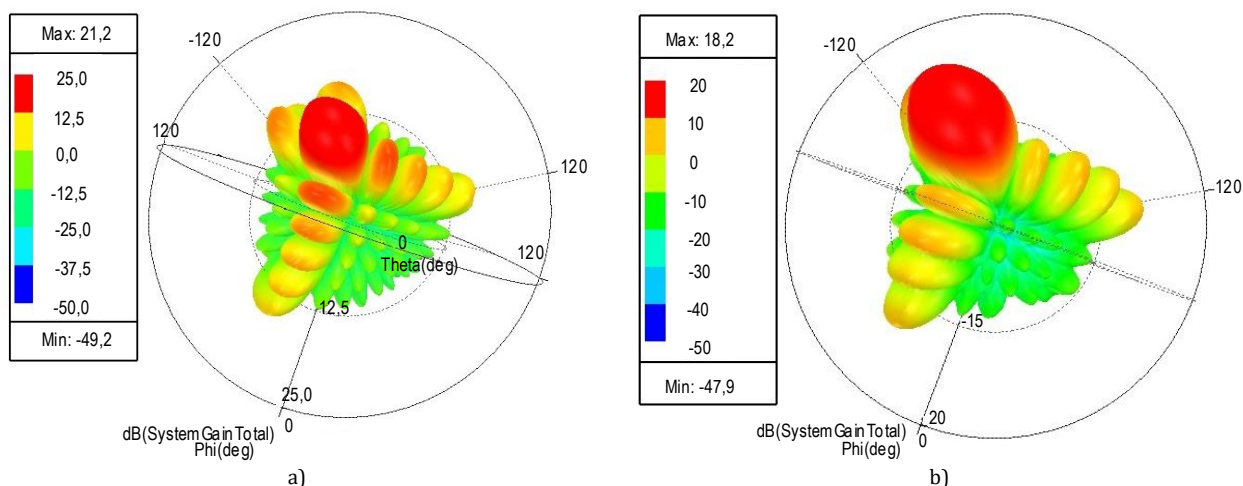


Рис. 8. ДН для углов $\varphi = -135^\circ$ и $\theta = 45^\circ$ равноамплитудного АФР (а) и АФР, полученного при помощи алгоритма (б)

Fig. 8. Radiation Pattern for Angles $\varphi = -135^\circ$ and $\theta = 45^\circ$ Equal-Amplitude (a) and Obtained Using the Algorithm (b)

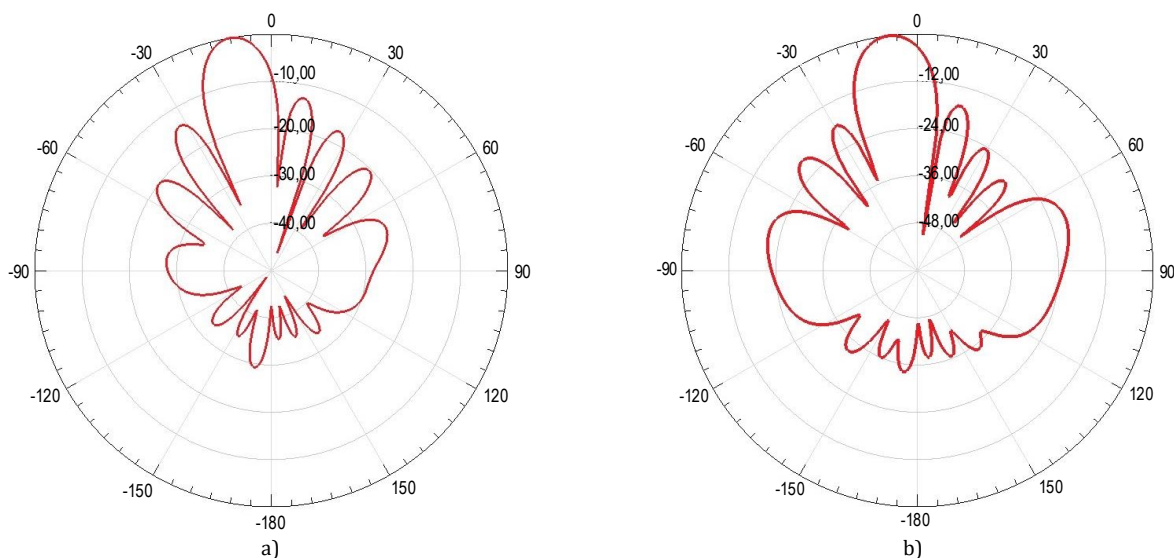


Рис. 9. Нормированные ДН для углов $\varphi = -135^\circ$ и $\theta = 13^\circ$ равноамплитудного АФР (а) и АФР, полученного при помощи алгоритма (б)

Fig. 9. Normalized Radiation Pattern for Angles $\varphi = -135^\circ$ and $\theta = 13^\circ$ Equal-Amplitude (a) and Obtained Using the Algorithm (b)

ТАБЛИЦА 2. Характеристики прямоугольной антенной решетки, рассчитанной в HFSS и MATLAB

TABLE 2. Characteristics of Uniform Rectangular Array Modeling in HFSS and MATLAB

Угол φ, θ	Равноамплитудное АФР Matlab		С применением алгоритма Matlab		Равноамплитудное АФР HFSS		С применением алгоритма HFSS	
	КНД	УБЛ	КНД	УБЛ	КНД / КУ	УБЛ	КНД / КУ	УБЛ
0,0	22,9	-12,9	20,1	-19,2	23,0 / 22,5	-13,2	22,8 / 22,2	-19,0
[-135, 13]	22,8	-12,5	20,5	-17,0	22,9 / 22,4	-12,9	22,7 / 22,1	-17,2
[-135, 28]	22,3	-12,0	19,3	-22,5	22,5 / 22,0	-12,4	22,2 / 21,5	-19
[-135, 45]	21,9	-11,1	16,2	-20	21,9 / 21,2	-11,7	19,0 / 18,2	-17,3
[-135, 80,8]	20	-11,2	16,1	-25	20,9 / 20,1	-12,2	19,0 / 18,2	-20

Заключение

В настоящей статье представлена процедура синтеза ДН при различных углах сканирования эквидистантных плоских антенных решеток при помощи алгоритма оптимизации, а именно ГА с использованием парциальных диаграмм излу-

телей. Рассмотрено применение данной методики для линейной 8-элементной и 8×8 плоской прямоугольной решетки, показана эффективность данного метода уменьшения УБЛ, при сохранении высокого КУ при сканировании. В случае линейной антенной решетки УБЛ уменьшен для различных углов в пределах от -17,5 до -18,6 дБ при разнице

КНД (КУ) до 1 дБ. В случае плоских антенных решеток УБЛ также уменьшен от $-17,2$ дБ до -20 при разнице КНД (КУ) менее 2 дБ. При этом, угол сканирования может достигать 40° для 8-элементной линейной антенной решетки.

Следует отметить, что для линейных и прямоугольных антенных решеток с ростом числа излучателей результаты будут отличаться, причем в лучшую сторону. Во-первых, выигрыш во времени расчета будет возрастать. Во-вторых, с ростом числа излучателей решетки, можно достичь более низких УБЛ. Например, при размерности решетки более 16 (линейная 16-элементная решетка или прямоугольная решетка 16×16 элементов) УБЛ может быть снижен до -24 дБ. Очевидно, что для рассматриваемого гигагерцового диапазона рабочих частот, практическое применение, например, в качестве антенной решетки наземного терминала спутниковой связи требует большего числа элементов, что позволит добиться существенного выигрыша в скорости синтеза АФР и результатов. В-третьих, точность работы метода будет возрастать с ростом числа элементов. Парциальные диаграммы излучателей в центре решетки и на краях отличаются, поэтому с ростом числа излучателей использование парциальных диаграмм для синтеза АФР будет приводить к уменьшению расхождения с точным электродинамическим расчетом.

Следует отметить, что в антенных решетках с излучателями из печатных антенн, особенно с большой электрической толщиной подложки, может происходить возбуждение поверхностных волн, приводящих к значительному росту связи между излучателями. Проявление данного эффекта приводит к рассогласованию излучателей, снижению КУ, а в отдельных случаях к значительному падению КУ по основной поляризации в направлении сканирования луча (к так называемому «ослеплению» антенной решетки при сканировании). Учет возможного проявления данного эффекта возможен при помощи численных электродинамических вычислений в HFSS для значений АФР, полученных при помощи MATLAB согласно данной методике.

Дальнейшее развитие данной методики может проводиться в нескольких направлениях. Во-первых, адаптации данной методики, с целью включения других, практически важных типов антенных решеток, например концентрической, цилиндрической, плоской гексагональной и т. д. Во-вторых, применение некоторых других популяционных алгоритмов, например роя частиц, светлячков или модифицированного алгоритма роя частиц. Согласно оценкам авторов статьи, указанные алгоритмы должны обеспечивать более быструю сходимость и лучший результат.

Список источников

1. Brown A.D. Electronically Scanned Arrays MATLAB® Modeling and Simulation. Boston: CRC Press, 2012. 232 p. DOI:10.1201/b12044
2. Кочетков В.А., Горшков А.А., Тихонов А.В., Солдатов И.В. Оптимизация линзовых антенных решеток алгоритмами роя частиц и кукушкиного поиска при их проектировании // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2021. № 2. С. 115–125. EDN:DLYEOS
3. Тиников А.В., Щербинин В.В. Применение методов глобальной оптимизации для решения задачи синтеза антенных решеток // Известия Алтайского государственного университета. 2013. № 1(77). С. 194–198. EDN:ROXLLD
4. Wang Z., Wang W.-Q., Zheng Z., Shao H. Nested Array Sensor With Grating Lobe Suppression and Arbitrary Transmit-Receive Beam pattern Synthesis // IEEE Access. 2018. Vol. 6. PP. 9227–9237. DOI:10.1109/ACCESS.2018.2804486
5. Bray M.G., Werner D.H., Boeringer D.W., Machuga D.W. Optimization of thinned aperiodic linear phased arrays using genetic algorithms to reduce grating lobes during scanning // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2002. Vol. 50. Iss. 12. PP. 1732–1742. DOI:10.1109/TAP.2002.807947
6. Panduro M.A., Mendez A.L., Dominguez R., Romero G. Design of non-uniform circular antenna arrays for side lobe reduction using the method of genetic algorithms // AEU-International Journal of Electronics and Communications. 2006. Vol. 60. Iss. 10. PP. 713–717. DOI:10.1016/j.aeue.2006.03.006
7. Ravipudi J.L., Neebha M. Synthesis of linear antenna arrays using jaya, self-adaptive jaya and chaotic jaya algorithms // AEU-International Journal of Electronics and Communications. 2018. Vol. 92. PP. 54–63. DOI:10.1016/j.aeue.2018.05.022
8. Guney K., Onay M. Optimal synthesis of linear antenna arrays using a harmony search algorithm // Expert Systems with Applications. 2011. Vol. 38. Iss. 12. PP. 15455–15462. DOI:10.1016/j.eswa.2011.06.015
9. Ознобихин В.И., Ромодин В.Б., Ячменева Т.В., Кулик В.С. Синтез селекторных диаграмм направленности с использованием генетического алгоритма // Интерэкспо Гео-Сибирь. 2016. № 8. С. 29–33. EDN:WBPGRD
10. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки. Пер. с англ. М.: Техносфера, 2012. 560 с.
11. Андропов А.В., Кузьмин С.В. Методика синтеза диаграмм направленности антенных решеток с произвольным расположением излучающих элементов // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. №. 2. С. 15–28. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-15-28
12. Жук М.С., Молочков Ю.Б. Антенно-фидерные устройства. М.: Энергия, 1966. 648 с.
13. Самойленко В.И., Шишов Ю.А. Управление фазированными антенными решетками. М.: Радио и связь, 1983. 240 с.
14. Курейчик В.М. Генетические алгоритмы // Известия Южного федерального университета. Технические науки. 1998. Т. 8. № 2. С. 4–7. EDN:KXAPID
15. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию. Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.

References

1. Brown A.D. *Electronically Scanned Arrays MATLAB® Modeling and Simulation*. Boston: CRC Press; 2012. 232 p. DOI:10.1201/b12044
2. Kochetkov V.A., Gorshkov A.A., Tikhonov A.V., Soldatkov I.V. Optimization of lens antenna arrays by particle swarms and cuckoo search algorithms in their design. *Izvestiya TulGU. Tehnicheskie nauki*. 2021;2:115–125. EDN:DLYEOS
3. Tinekov A.V., Shcherbinin V.V. Implementation of global optimization methods for solving the antenna array synthesis problem. *Izvestiya of Altai State University*. 2013;2(1):194–198. EDN:ROXLLD
4. Wang Z., Wang W.-Q., Zheng Z., Shao H. Nested Array Sensor With Grating Lobe Suppression and Arbitrary Transmit-Receive Beampattern Synthesis. *IEEE Access*. 2018;6:9227–9237. DOI:10.1109/ACCESS.2018.2804486
5. Bray M.G., Werner D.H., Boeringer D.W., Machuga D.W. Optimization of thinned aperiodic linear phased arrays using genetic algorithms to reduce grating lobes during scanning. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2002;50(12):1732–1742. DOI:10.1109/TAP.2002.807947
6. Panduro M.A., Mendez A.L., Dominguez R., Romero G. Design of non-uniform circular antenna arrays for side lobe reduction using the method of genetic algorithms. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*. 2006;60(10):713–717. DOI:10.1016/j.aeue.2006.03.006
7. Ravipudi J.L., Neebha M. Synthesis of linear antenna arrays using Jaya, self-adaptive Jaya and chaotic Jaya algorithms. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*. 2018;92:54–63. DOI:10.1016/j.aeue.2018.05.022
8. Guney K., Onay M. Optimal synthesis of linear antenna arrays using a harmony search algorithm. *Expert Systems with Applications*. 2011;38(12):15455–15462. DOI:10.1016/j.eswa.2011.06.015
9. Oznobihin V.I., Romodin V.B., Jachmeneva T.V., Kulik V.S. Selector synthesis of radiation patterns using a genetic algorithm. *Interjekspo Geo-Sibir'*. 2016;8:29–33. EDN:WBPBGHD
10. Hansen R.S. *Phased Antenna Arrays*. New Jersey: John Wiley & Sons; 2009. 551 p.
11. Andropov A., Kuzmin S. Radiation Pattern Synthesis Method of Antenna Arrays with an Arbitrary Arrangement of Radiating Elements. *Proceedings of Telecommun. Univ.* 2022;8(2):15–28. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-15-28
12. Zhuk M.S., Molochkov Yu.B. *Antenno-fidernye ustrojstva*. Moscow: Energy Publ.; 1966. 648 p.
13. Samojlenko V.I., Shishov Ju.A. Control of phased antenna arrays. Moscow: Radio i Svyaz Publ.; 1983. 240 p.
14. Kureichik V.M. Genetic algorithms. *Izvestiya Juzhnogo federalnogo universiteta. Tehnicheskie nauki*. 1998;8(2):4–7. EDN:KXAPID
15. Monzingo R.A., Miller T.W. *Introduction to Adaptive Arrays*. John Wiley & Sons; 1980.

Статья поступила в редакцию 17.01.2024; одобрена после рецензирования 30.01.2024; принята к публикации 16.02.2024.

The article was submitted 17.01.2024; approved after reviewing 30.01.2024; accepted for publication 16.02.2024.

Информация об авторах:

ДМИТРИЕВА
Виктория Викторовна

старший преподаватель кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
 <https://orcid.org/0000-0001-5608-5961>

КОРОВИН
Константин Олегович

кандидат физико-математических наук, доцент, заведующий кафедрой радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
 <https://orcid.org/0000-0001-7979-3725>

ЛИКОНЦЕВ
Алексей Николаевич

кандидат технических наук, доцент кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
 <https://orcid.org/0009-0009-5562-2142>

Научная статья

УДК 621.391.832, 621.396.932

DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-58-64



Повышение вероятности доведения широковещательных сообщений ГМССБ при передаче в канале КВ-диапазона в условиях замираний

✉ Владимир Викторович Егоров, egorovrimr@mail.ru

✉ Михаил Леонидович Маслаков, maslakovml@gmail.com

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

Аннотация: Повышение качества связи в Глобальной Морской Системе Связи при Бедствии и для обеспечения безопасности мореплавания является одной из составляющей развития Арктической зоны РФ в части информационного обеспечения. При этом наиболее сложной является обеспечение связи в районах АЗ и А4, где немалую роль играет коротковолновый диапазон. В работе рассматривается передача сообщений в коротковолновом диапазоне в широкополосном режиме SITOR-B. Для улучшения вероятностных характеристик в работе осуществляется статистический анализ принимаемых решений демодулятора. Показано, что плотности распределения вероятностей являются «зашумленными», что связано с ненулевой вероятностью ошибки на бит. Для статистического анализа использованы модели плотностей распределения вероятностей Релея, Райса и Накагами. Показано, что в условиях низких значений отношения сигнал/шум, что характерно для высокоширотных трасс, предпочтительней оказывается модель по закону Накагами. В работе приведены вероятности символьной ошибки и ошибки сообщения в замирающем канале связи, а также вероятность получения ошибочного сообщения. Результаты, представленные в настоящей работе, позволяют значительно улучшить вероятностные характеристики КВ-радиолинии при передаче сообщений в режиме SITOR-B.

Ключевые слова: вероятность ошибки на символ, вероятность ошибки сообщения, SITOR-B, ГМССБ, замираний, отношение сигнал/шум, плотности распределения вероятностей Релея, Райса, Накагами

Ссылка для цитирования: Егоров В.В., Маслаков М.Л. Повышение вероятности доведения широкополосных сообщений ГМССБ при передаче в канале КВ-диапазона в условиях замираний // Труды учебных заведений связи. 2024. Т. 10. № 1. С. 58–64. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-58-64. EDN:PPLZCM

Increasing the Probability of Transfer GMDSS Broadcast Messages when Transmitted Over HF Channel in Case Fading

✉ Vladimir Egorov, egorovrimr@mail.ru

✉ Mikhail Maslakov, maslakovml@gmail.com

Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation,
Saint-Petersburg, 190000, Russian Federation

Abstract: Improving the quality of communication in the Global Maritime Distress and Safety System of navigation is one of the components of the development of the Arctic zone of the Russian Federation in terms of information support.

At the same time, the most difficult is to ensure communication in the A3 and A4 areas, where a communication HF channel plays a not small role. The transfer of messages over HF channel in the broadcasting mode of SITOR-B is considered. To improve probabilistic characteristics in the work, a statistical analysis of the decisions of the demodulator is carried out. It is shown that the probability density functions are "noisy", which is associated with the non-zero probability of a bit error. Models of Rayleigh, Rice and Nakagami distributions were used for statistical analysis. It is shown that in the case of low values of the signal-to-noise ratio, which is characteristic of high latitude tracks, a Nakagami model is preferable. The symbol error rate and message error rate in a fading communication channel, as well as the probability of receiving an erroneous message are shown. The results presented in this work can significantly improve the probabilistic characteristics of the HF radiolines when transmitting messages in SITOR-B mode.

Keywords: symbol error rate, message error rate, SITOR-B, GMDSS, fading, signal-to-noise ratio, Rayleigh distribution, Rice distribution, Nakagami distribution

For citation: Egorov V., Maslakov M. Increasing the probability of transfer GMDSS broadcast messages when transmitted over HF channel in case fading. *Proceedings of Telecommun. Univ.* 2024;10(1):58–64. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-58-64. EDN:PPLZCM

Введение

Приоритеты и цели государственной политики в сфере реализации Государственной программы связаны с развитием социально-экономического и транзитного потенциала арктических регионов. Цели и стратегические задачи развития Северного морского пути (СМП) на ближайшую перспективу определены рядом документов (Государственная программа Российской Федерации «Социально-экономическое развитие Арктической зоны Российской Федерации», утверждена постановлением Правительства Российской Федерации от 30 марта 2021 г. № 484; План развития инфраструктуры Северного морского пути на период до 2035 года, утвержден Распоряжением Правительства Российской Федерации от 21 декабря 2019 г. № 3120-р.; Распоряжение Правительства РФ от 01.08.2022 № 2115-р (ред. от 28.04.2023) «Об утверждении Плана развития Северного морского пути на период до 2035 года»). Среди ряда направлений предусмотрены мероприятия по строительству аварийно-спасательного флота из 46 судов и по оснащению арктических комплексных аварийно-спасательных центров МЧС вертолетами.

Предполагается создание цифровой экосистемы СМП [2], состоящей из единой платформы цифровых сервисов для повышения информационного обеспечения безопасности судоходства в акватории СМП, бортовых автоматизированных информационно-измерительных комплексов, установленных на судах, осуществляющих плавание в акватории СМП, комплексов оперативного мониторинга ледовой обстановки и др.

Одной из важнейших составляющих является организация и функционирование системы обеспечения безопасности мореплавания в рамках глобальной морской системы связи при бедствии (ГМССБ) [1, 2]. ГМССБ представляет собой международную комплексную систему радиосвязи, использующую современные системы цифровой передачи данных различных диапазонов длин волн – УКВ,

ПВ, КВ и спутниковые системы связи на базе спутников ИНМАРСАТ [3, 4].

Системы связи указанных диапазонов, входящие в состав ГМССБ, имеют свой ограниченный радиус действия, что аргументирует требования к составу судового радиооборудования в зависимости от районов хождения судна. Поэтому выделяют 4 морских района: A1, A2, A3 и A4, соответствующие различной удаленности от берега [4].

Наибольшую сложность для обеспечений надежной радиосвязи представляет район A4, для связи в котором существенная роль отведена использованию КВ-диапазона. Как известно, КВ-связь в районах Крайнего Севера и Арктической зоны ограничена сложными условиями распространения радиоволн, обусловленными нестационарностью и возмущенностью ионосферы [5, 6].

Таким образом, актуальной задачей является совершенствование систем связи для КВ-диапазона. Целью данной работы является разработка способа повышения вероятностных характеристик системы передачи сообщений ГМССБ, работающей в широкополосном режиме SITOR-B (аббр. от англ. Simplex Teletype Over Radio, перев. на русс. Симплексный телетайп через переключатель).

Декодирование сообщений в режиме SITOR-B

Каждое судно, находящееся в районе A4, а также, желательно, и A3, должно быть оборудовано радиосредством ПВ- и КВ-диапазонов, для обеспечения приема и передачи в режимах: цифрового избирательного вызова, радиотелефона и телекса (или «узкополосного буквопечатания») [4, 7]. При этом требуется нести «вахту» на выделенных в соответствии с международными требованиями частотах, а также передавать и принимать общую корреспонденцию.

Для передачи текстовых сообщений используется FSK-модем (аббр. от англ. Frequency Shift Keying,

перев. на русс. Частотная манипуляция), работающий по стандарту SITOR [8]. Текстовые символы представляют собой 7-битный код в соответствии с кодировкой CCIR 476 [10], передаваемый со скоростью 100 бит/с. Каждый 7-битный символ в соответствии с CCIR 476 содержит 4 единицы и 3 нулевых бита. В результате объем алфавита составляет:

$$N_a = C_7^4 = \frac{7!}{4! \cdot (7-4)!} = 35 \quad (1)$$

символов, в том числе включая служебные символы.

Такой код позволяет обнаруживать все нечетные ошибки в принятом символе. Для повышения надежности в модеме предусмотрено два режима: SITOR-A и SITOR-B.

Режим SITOR-A используется для связи точка-точка с возможностью автоматического запроса повторной передачи (ARQ, аббр. от англ. Automatic Repetition Request, перев. на русс. Автоматический запрос повторной передачи) при обнаружении ошибок.

SITOR-B используется для широковещательной передачи сообщений без «переспроса». Для повышения надежности при этом осуществляются повторную передачу каждого символа сообщения. Приемник анализирует принятые символы на наличие ошибок и выбирает тот вариант, в котором не было обнаружено ошибки. Фактически можно гарантировано обнаружить все нечетные ошибки.

Очевидно, что при таком приеме возникают следующие ситуации. Во-первых, в обеих копиях символов могут быть обнаружены ошибки – в этом случае символ не будет принят, а значит и все сообщение, вообще говоря, будет принято с ошибкой. Для текстовых сообщений ошибки в отдельных символах равносильны «опечатке» и могут не носить «катастрофического» характера. Однако, если такая опечатка возникнет при передаче координат судна, терпящего бедствие, «цена» такой ошибки весьма высока. Вторая возможная ситуация: в очередном принятом символе произошло четное число ошибок, таких, что ошибочный символ является одним из N_a допустимых. При этом в случае, если обе копии символа отличны друг от друга, но являются допустимыми символами алфавита – невозможно осуществить выбор в пользу одного из них. Такая ситуация в SITOR-B может быть равносильна лишь обнаружению ошибки. Однако в модемах SITOR в этом случае выносят в качестве решения первый принятый символ.

Статистический анализ принятых сообщений

Рассмотрим процедуру приема двоичных FSK-символов. Обозначим $s_{k,n,l}$ сегмент, соответствующий принятой k -й копии l -го бита n -го символа сообщения. Тогда k принимает значения 1 или 2,

$l = 1 \dots 7$, а $n = 1 \dots n_{mes}$, где n_{mes} – количество символов сообщения. Таким образом, каждый n -й символ сообщения есть сигнал вида:

$$s_{k,n} = \begin{bmatrix} s_{k,n,1} \\ s_{k,n,2} \\ s_{k,n,3} \\ s_{k,n,4} \\ s_{k,n,5} \\ s_{k,n,6} \\ s_{k,n,7} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Принятие решения в пользу конкретного бита осуществляется на основе формирования двух гипотез:

$$\begin{cases} h_{k,n,l}^0 = \frac{\sqrt{(s_{k,n,l} \cdot c_0)^2 + (s_{k,n,l} \cdot s_0)^2}}{2\|c_0\|}, \\ h_{k,n,l}^1 = \frac{\sqrt{(s_{k,n,l} \cdot c_1)^2 + (s_{k,n,l} \cdot s_1)^2}}{2\|c_1\|}, \end{cases} \quad (3)$$

где c_0, s_0, c_1, s_1 – соответственно, косинусы и синусы «образцов» 0 и 1, а (x, y) – есть скалярное произведение.

В результате на основе пар $h_{k,n,l}^0$ и $h_{k,n,l}^1$ для каждого символа сообщения получим вектора:

$$\begin{aligned} H_{1,n}^{\max} &= [\max\{h_{1,n,l}^0, h_{1,n,l}^1\}, l = 1 \dots 7]^T, \\ H_{1,n}^{\min} &= [\min\{h_{1,n,l}^0, h_{1,n,l}^1\}, l = 1 \dots 7]^T, \\ H_{2,n}^{\max} &= [\max\{h_{2,n,l}^0, h_{2,n,l}^1\}, l = 1 \dots 7]^T, \\ H_{2,n}^{\min} &= [\min\{h_{2,n,l}^0, h_{2,n,l}^1\}, l = 1 \dots 7]^T. \end{aligned} \quad (4)$$

Рассмотрим следующие плотности распределения вероятностей: $W_{\max}(h)$ и $W_{\min}(h)$. В идеализированном случае, очевидно, что $W_{\min}(h)$ – есть плотность распределения вероятностей Релея (см. подробнее в [9]). Вместе с тем модель для плотности вероятностей $W_{\max}(h)$ менее однозначна. В [9, 10] показано, что плотность распределения вероятностей модуля огибающей сигнала подчиняется закону Райса. Однако, в условиях низких значений ОСШ, m -распределение Накагами позволяет более детально описать энергетические параметры радиолинии [11]. Параметр m при этом характеризует «глубину замираний» радиоканала, учет которого и позволяет провести более «тонкий» анализ. Отметим, что распределения Релея является частным случаем распределений Накагами (при $m = 1$) и Райса (при равенстве нулю постоянной составляющей) [9, 12].

Однако в реальности выражения для плотностей имеют вид [13]:

$$\begin{aligned} W_{\max}(h) &= (1 - P_{\text{error}})W_{sn}(h) + P_{\text{error}}W_n(h), \\ W_{\min}(h) &= (1 - P_{\text{error}})W_n(h) + P_{\text{error}}W_{sn}(h), \end{aligned} \quad (5)$$

где P_{error} – вероятность ошибки; $W_{sn}(h)$ – плотность значений гипотез (3) для случая смеси сигнала и помехи; $W_n(h)$ – плотность значений гипотез (3) при наличии только на помеховой составляющей.

В соответствии с [9] $W_n(h)$ представляет собой плотность распределения вероятностей Релея, а $W_{sn}(h)$ – плотность распределения вероятностей Райса, что и приводит к сказанному выше для плотностей $W_{max}(h)$ и $W_{min}(h)$ при $P_{error} \rightarrow 0$. Однако для канала с замираниями данные плотности будут «зашумлены», что демонстрируется выражениями (5), поэтому при низких значениях ОСШ имеет смысл рассматривать распределение Накагами в качестве модели $W_{max}(h)$ и $W_{min}(h)$.

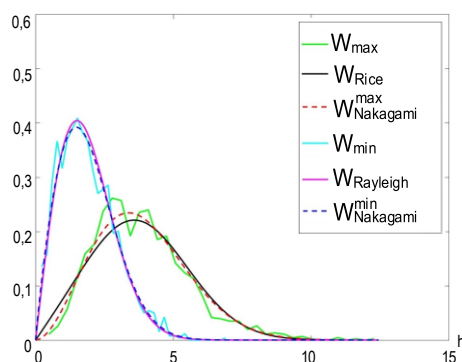
Для иллюстрации на рисунке 1 (слева – при ОСШ 2.5 дБ, справа – при ОСШ 15 дБ) приведены соответствующие оценки плотностей, полученные при экспериментальной выборке, соответствующей 100 передаваемым символам методом гистограмм и методом максимального правдоподобия для соответствующих моделей распределений.

На рисунках плотности $W_{max}(h)$ и $W_{min}(h)$ получены гистограммным методом. Плотности $W_{Rice}(h)$, $W_{Nakagami}^{max}(h)$, $W_{Rayleigh}(h)$, $W_{Nakagami}^{min}(h)$ – методом максимального правдоподобия.

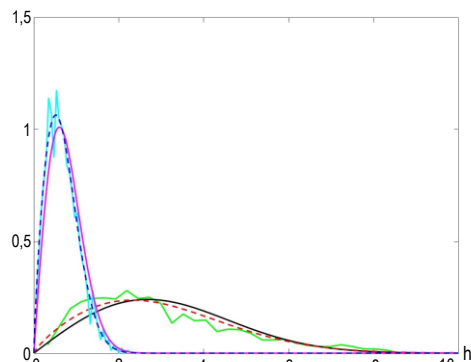
Из приведенных оценок плотностей видно отличие между $W_{Rice}(h)$ и $W_{Nakagami}^{max}(h)$ для максимумов, а также между $W_{Rayleigh}(h)$ и $W_{Nakagami}^{min}(h)$ для минимумов. Наблюдаемый эффект можно показать и численно, например, на основе проверки критерия Хи-квадрат Пирсона [14], результаты которого приведены в таблице 1, указанные значения усреднены по 100 независимым экспериментам. При этом отметим, что при получении, например, эмпирической плотности минимумов $W_{Nakagami}^{min}(h)$ оценка значения параметра m в каждом из экспериментов составляла $m \approx 1.1 \div 1.3$, хотя теоретически в этом случае должна была быть получена плотность распределения вероятностей Релея, т. е. ожидалось $m = 1$. Данный результат подтверждает выражения (5) при $P_{error} > 0$.

ТАБЛИЦА 1. Значения Хи-квадрат при проверке на соответствие гипотезе о модельном распределении
TABLE 1. Chi-Square Test Values when Testing for Compliance with the Model Distribution

Параметры канала		$W_{max}(h)$		$W_{min}(h)$	
ОСШ, дБ	m	Райс	Накагами	Релей	Накагами
2.5	1	14.207	6.309	6.007	4.270
15	1	14.118	7.936	30.097	11.717
2.5	10	6.865	4.194	6.913	6.218
15	10	20.475	11.172	29.288	21.853



a)



b)

Рис. 1. Оценки плотностей вероятностей $W_{max}(h)$ и $W_{min}(h)$ для релейевского канала (а) и канала с замираниями по Накагами (б)

Fig. 1. Estimation of Probability Density Function $W_{max}(h)$ and $W_{min}(h)$ for Rayleigh Channel (a) and for Nakagami Channel (b)

Результаты численного моделирования

На основе статистического анализа эмпирических плотностей, полученных на основе решений (4), может быть получена оценка вероятности ошибки P_{error} в выражении (5) – см. подробнее [13]. Далее можно получить оценки отношения правдоподобия [15, 16] для разрешения «спорных» бит, т. е. бит, отличающихся в двух копиях одного символа.

С учетом сказанного был проведен численный эксперимент и получены зависимости вероятности ошибки на символ, а также вероятности потери сообщения в замирающем нестационарном канале.

На рисунке 2а представлены зависимости вероятности символьной ошибки P_{sym} от ОСШ для замирающего канала при различных значениях глубины замираний m . Здесь и далее используется модель канала с замираниями по закону Накагами [20, 21], в частном случае, при $m = 1$, сводящаяся к релейскому каналу.

Далее, на рисунке 2б приведены вероятности ошибки сообщения P_{mess} от ОСШ для замирающего канала при различных значениях глубины замираний m . При этом отметим, что сообщение полагаем ошибочным, если в нем есть хотя бы один ошибочный символ. С практической точки зрения такие символьные ошибки также равносильны появлению «опечатки» в тексте и небольшое количество ошибочных символов не носит «катастрофического» характера.

Как видно, представленный подход позволяет уменьшить вероятность символьной ошибки и, как следствие, вероятность потери сообщения.

Дополнительно можно отметить, что стандарт SITOR-B позволяет обнаруживать отдельные нечетные ошибки символов и, соответственно, улавливать факт ошибки сообщения.

Вероятность обнаружения ошибки сообщения можно оценить, как отношение числа обнаруженных ошибочных сообщений n_{check} к общему числу сообщений в эксперименте N :

$$P_c = \frac{n_{check}}{N}. \quad (6)$$

При этом число ошибочных сообщений n_{mess} , т. е. сообщений, в которых искажен хотя бы один символ:

$$n_{mess} \geq n_{check}, \quad (7)$$

а вероятность ошибки сообщения определяется как:

$$P_{mess} = \frac{n_{mess}}{N}. \quad (8)$$

Соответственно, ненулевая вероятность получения ошибочного (ложного) сообщения, определяемая как разность вероятностей (8) и (6), рассчитывается выражением:

$$P_n = P_{mess} - P_c. \quad (9)$$

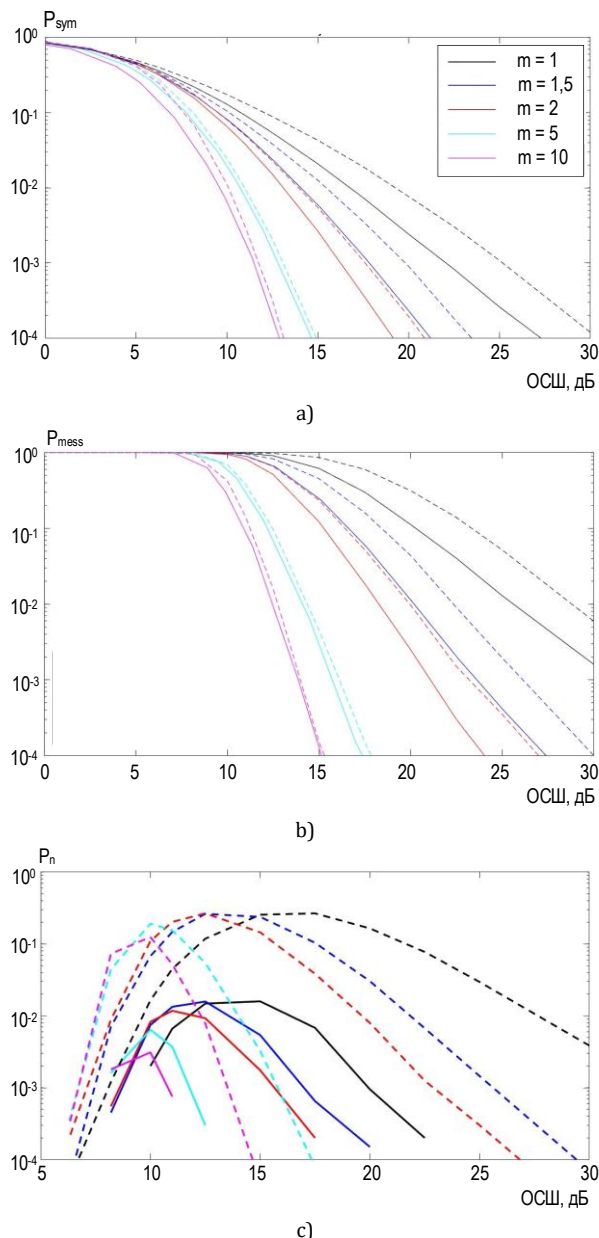


Рис. 2. Зависимости P_{sym} (а), P_{mess} (б) и P_n (с) от ОСШ в канале глубиной замираний $m = 1$ (релейский канал) и $m = 1.5, 2, 5, 10$ для случаев жестких решений SITOR-B (пунктирные линии) и на основе статистического анализа (сплошные линии)

Fig. 2. Dependence of P_{sym} (a), P_{mess} (b) and P_n (c) on SNR in a Channel with Fading Depth $m = 1$ (Rayleigh Channel) and $m = 1.5, 2, 5, 10$ for Cases of Hard Solutions SITOR-B (dashed curves) based on statistical analysis (solid curves)

Вероятности получения ошибочного сообщения P_n , определяемые из выражения (9), представлены на рисунке 2с.

Характер данных зависимостей объясняется следующим. При больших значениях ОСШ вероятность ошибки на бит и, соответственно, символьной ошибки мала, а значит, число случаев четных битовых ошибок в одном, или реже двух копиях символов невелико. Другими словами, вероятность ошибочного выбора из двух вариантов символов невелика. Напротив, при малых значениях ОСШ ве-

роятность символьной ошибки существенна. Поэтому даже в случае появления четных битовых ошибок в одном символе, велика вероятность появления битовых ошибок в других символах, которые, в свою очередь, будут обнаружены. Однако в условиях «средних» значений ОСШ частота битовых ошибок, в том числе четных битовых ошибок в пределах символов, несколько возрастает, что и приводит к необнаруживаемым символьным ошибкам, и, как следствие, необнаруживаемым ошибкам сообщений.

При этом отметим, что применение статистического анализа для принятия решения в случаях «спорных» бит позволяет на порядок снизить вероятность приема ошибочного сообщения.

Заключение

В работе была рассмотрена КВ-радиопередача сообщений в широкополосном режиме. Обнаружение и исправление ошибок в передаваемых сообщениях достигается за счет ограни-

ченного алфавита передаваемых символов и наличия копии. При этом в существующей системе отсутствует механизм разрешения «спорных» бит, т. е. бит, отличающихся в двух копиях одного символа.

Для принятия решения о передаваемых символах в работе предложено провести статистический анализ оценок демодулятора (согласованного фильтра) и получения соответствующих эмпирических плотностей. При этом в работе показано, что рассматриваемые плотности будут «зашумлены», что связано с ненулевой вероятностью ошибки на бит.

Результаты, представленные в настоящей работе, позволяют значительно улучшить вероятностные характеристики КВ-радиопередачи при передаче сообщений ГМССБ в режиме SITOR-B, уменьшив вероятность символьной ошибки и ошибки сообщения. В статье приведены результаты численного моделирования помехоустойчивости рассматриваемой радиопередачи в канале с замираниями. Кроме того, показано, что можно на порядок уменьшить вероятность получения ошибочного сообщения.

Список источников

1. Ханьчев В.В., Смирский В.М., Борисовский Д.В. Информационное обеспечение безопасности мореплавания на трассах северного морского пути // Морские информационно-управляющие системы. 2014. № 2(5). С. 64–69.
2. Бажуков И.Ф., Дулькейт И.В., Завьялов С.А., Косых А.В., Ляшук А.Н., Чашин Е.А. Организация информационного обеспечения мобильных групп спасателей в арктической зоне Российской Федерации // Динамика систем, механизмов и машин. 2018. Т. 6. № 4. С. 3–9. DOI:10.25206/2310-9793-2018-6-4-3-9. EDN:VMCSTU
3. Дулькейт И.В., Патронов К.С., Прохоров П.В., Смирский В.М. Современные тенденции развития оборудования глобальной морской системы связи при бедствии (ГМССБ) ПВ/КВ диапазонов // Морской вестник. 2011. № 3(39). С. 73–76. EDN:OCPHIN
4. Шишкин А.В., Купровский В.И., Кошевой В.М. Глобальная морская система связи при бедствии и для обеспечения безопасности мореплавания (ГМССБ). М.: ТрансЛит, 2007. 544 с.
5. Ильмер Д.В., Помазунов С.А., Исламов А.И. Оценка зоны обслуживания системы NAVTEX в Восточно-Сибирском море // Техника средств связи. 2023. № 1. С. 29–47. DOI:10.24412/2782-2141-2023-1-29-47. EDN:FTCKIO
6. Коваль С.А. Ионосферный мониторинг в интересах перспективных адаптивных систем дециметрового радиосвязи: современное состояние и перспективы развития // Системы управления, связи и безопасности. 2020. № 4. С. 73–100. DOI:10.24411/2410-9916-2020-10403. EDN:FCNETL
7. Дулькейт И.В., Зачатейский Д.Е., Землянов И.С., Максимов А.А., Юрьев А.Н. Адаптивные системы ПВ/КВ радиосвязи, как способ повышения безопасности мореплавания // Проблемы развития корабельного вооружения и судового радиоэлектронного оборудования. 2013. № 2. С. 80–87.
8. Manual of Transmission Methods. Reference Document. 4070.0711.02 – 03. Munich: Rohde & Schwarz, 2014.
9. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Советское радио, 1966. 680 с.
10. Parsons J.D. The Mobile Radio Propagation Channel. John Wiley & Sons, 2000.
11. Popovic H., Stefanovic D., Mitic A., Stefanovic I., Stefanovic D. Some Statistical Characteristics of Nakagami-m Distribution // Proceedings of the 8th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS, Nis, Serbia and Montenegro, October 2007). IEEE, 2007. PP. 509–512. DOI:10.1109/TELSIKS.2007.4376057
12. Forbes C., Evans M., Hastings N., Peacock B. Statistical Distributions. New Jersey: John Wiley & Sons, 2011. 230 p.
13. Егоров В.В., Лобов С.А. Оценка достоверности приема информационных сигналов в процессе демодуляции // 21 конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение» (DSPA, Москва, Россия, 27–29 марта 2019). М.: Московское НТО радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2019. С. 208–210. EDN:XCCAVT
14. Лемешко Б.Ю., Лемешко С.Б., Постовалов С.Н., Чимитова Е.В. Статистический анализ данных, моделирование и исследование вероятностных закономерностей. Компьютерный подход. Новосибирск: НГТУ, 2011. EDN:TZNHMX
15. Гладких А.А. Основы теории мягкого декодирования избыточных кодов в стирающем канале связи. Ульяновск: УлГТУ, 2010. 379 с. EDN:QMVTNX
16. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы. М.: Горячая линия – Телеком, 2004. 126 с. EDN:TPMDGJ
17. Karagiannidis G.K., Sagias N.C., Mathiopoulos P.T. N* Nakagami: A Novel Stochastic Model for Cascaded Fading Channels // IEEE Transactions on Communications. 2007. Vol. 55. Iss. 8. PP. 1453–1458. DOI:10.1109/TCOMM.2007.902497
18. Karagiannidis G.K., Sagias N.C., Mathiopoulos P.T. The N* Nakagami fading channel model // Proceeding of the 2nd International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS, Siena, Italy, 5–7 September 2005). IEEE, 2005. PP. 185–189. DOI:10.1109/ISWCS.2005.1547683

References

1. Hanychev V.V., Svirskij V.M., Borisovskij D.V. Information support for navigation safety along the Northern Sea Route. *Morskije informacionno-upravlyayushchie sistemy*. 2014;2(5):64–69.
2. Bazhukov I., Dulkejt I., Zavyalov S., Kosykh A., Lyashuk A., Chaschin E. Organization of Information Support for Mobile Groups of Savors in the Arctic Zone of the Russian Federation. *Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines*. 2018;6(4):3–9. DOI:10.25206/2310-9793-2018-6-4-3-9. EDN:VMCSTU
3. Dulkejt I., Patronov K., Prokhorov P., Svirsky V. Modern trends in development of equipment of the Global Maritime Distress System of (GMDSS) MF/HF bands. *Morskoy Vestnik*. 2011;3(39):73–76. EDN:OCPHIN
4. Shishkin A., Kuprovskii V., Koshevoi V. Global Maritime Distress and Safety System (GMDSS). Moscow: TransLit Publ.; 2007. 544 p.
5. Ilmer D., Pomazunov S., Islamov A. Assessment of the service area of the NAVTEX system in the East-Siberian Sea. *Means of communication equipment*. 2023;1(161):29–47. DOI:10.24412/2782-2141-2023-1-29-47. EDN:FTCKIO
6. Koval S. Ionospheric monitoring for the benefit of perspective adaptive systems of a decameter radio: current state and prospects of development. *Systems of Control, Communication and Security*. 2020;4:73–100. DOI:10.24411/2410-9916-2020-10403. EDN:FCNETL
7. Dul'kejt I.V., Zachatejskij D.E., Zemlyanov I.S., Maksimov A.A., YU'r'ev A.N. Adaptive MF/HF radio communication systems as a way to improve navigation safety. *Problemy razvitiya korabel'nogo vooruzheniya i sudovogo radioelektronnogo oborudovaniya*. 2013;2:80–87.
8. *Manual of Transmission Methods*. Reference Document. 4070.0711.02 – 03. Munich: Rohde & Schwarz; 2014.
9. Tikhonov V.I. *Statistical radio engineering*. Moscow: Sovetskoe radio Publ.; 1966. 680 p.
10. Parsons J.D. *The Mobile Radio Propagation Channel*. John Wiley & Sons; 2000.
11. Popovic H., Stefanovic D., Mitic A., Stefanovic I. Some Statistical Characteristics of Nakagami-m Distribution. *Proceedings of the 8th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services, October 2007, Nis, Serbia and Montenegro*. IEEE; 2007. p.509–512. DOI:10.1109/TELSKS.2007.4376057
12. Forbes C., Evans M., Hastings N., Peacock B. *Statistical Distributions*. New Jersey: John Wiley & Sons; 2011. 230 p.
13. Egorov V.V., Lobov S.A. The reliability of receiving information signals estimation in the demodulation process. *Proceeding of the 21st Digital signal processing and its application, DSPA, 27–29 March 2019, Moscow, Russia, vol.XXI(2)*. Moscow: Scientific and Technical Organization of Radio Engineering, Electronics and Communications named after A.S. Popova Publ.; 2019. p.208–210. EDN:XCCAVT
14. Lemeshko B., Lemeshko S., Postovalov S., Chimitova E. *Statistical data analysis, simulation and study of probability regularities. Computer approach*. Novosibirsk: Novosibirsk State Technical University Publ.; 2011. EDN:TZNHMX
15. Gladkih A.A. *Fundamentals of the theory of soft decoding of redundancy codes in an erasing communication channel*. Ulyanovsk: Ulyanovsk State Technical University Publ.; 2010. 379 p. EDN:QMVTNX
16. Zolotarev V.V., Ovechkin G.V. *Noiseproof Coding. Methods And Algorithms*. Moscow: Publishing House Hot line–Telecom Publ.; 2004. 126 p. EDN:TPMDGJ
17. Karagiannidis G.K., Sagias N.C., Mathiopoulos P.T. N* Nakagami: A Novel Stochastic Model for Cascaded Fading Channels. *IEEE Transactions on Communications*. 2007;55(8):1453–1458. DOI:10.1109/TCOMM.2007.902497
18. Karagiannidis G.K., Sagias N.C., Mathiopoulos P.T. The N* Nakagami fading channel model. *Proceeding of the 2nd International Symposium on Wireless Communication Systems, 5–7 September 2005, Siena, Italy*. IEEE; 2005. p.185–189. DOI:10.1109/ISWCS.2005.1547683

Статья поступила в редакцию 14.01.2024; одобрена после рецензирования 18.01.2024; принята к публикации 02.02.2024.

The article was submitted 14.01.2024; approved after reviewing 18.01.2024; accepted for publication 02.02.2024.

Информация об авторах:

ЕГОРОВ
Владимир Викторович

доктор технических наук, старший научный сотрудник, заведующий базовой кафедрой радиостроения и средств связи для телемедицины и МЧС Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения
 <https://orcid.org/0000-0002-7117-904X>

МАСЛАКОВ
Михаил Леонидович

кандидат технических наук, доцент, кафедры инфокоммуникационных технологий и систем связи Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения
 <https://orcid.org/0000-0002-8989-8122>

Научная статья

УДК 623.612

DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-65-72



Помехоустойчивость оптимального некогерентного приема двоичных сигналов с дифференциальной фазовой манипуляцией в присутствии нескольких гармонических помех

✉ Алексей Владимирович Питрин, vka@mil.ru

✉ Александр Сергеевич Попов, vka@mil.ru

✉ Сергей Валентинович Терещенко, vka@mil.ru

Военно-космическая академия им. А.Ф. Можайского,
Санкт-Петербург, 197198, Российская Федерация

Аннотация: В данной статье предлагается расчет вероятностей некогерентного приема сигналов с двоичной относительной фазовой манипуляцией (ОФМ-2) при наличии нескольких гармонических помех. Показаны примеры расчета вероятности ошибки на бит приема сигналов с ОФМ-2 по представленной методике в присутствии нескольких гармонических помех. Получены графики зависимости от величины сигнала при различных значениях помех и одинаковой величине сдвига частот, а также от сдвига частот помех при различных уровнях сигналов и помех. Результаты исследования при использовании данной методики позволяют с высокой точностью и надежным прогнозированием рассчитывать достоверность передаваемой информации в радиоканалах связи в условиях воздействия нескольких гармонических помех при обработке на двух тактах. А также спрогнозировать максимальный ущерб процессу передачи информации в радиоканале связи при различных условиях: совпадении частот помех с частотой сигнала, смещение частот помех относительно частоты сигнала и разброс частот помех с частотой сигнала.

Ключевые слова: дифференциальная (относительная) фазовая манипуляция, некогерентный прием, обработка на двух тактах, несколько гармонических помех, помехоустойчивость

Ссылка для цитирования: Питрин А.В., Попов А.С. Терещенко С.В. Помехоустойчивость оптимального некогерентного приема двоичных сигналов с дифференциальной фазовой манипуляцией в присутствии нескольких гармонических помех // Труды учебных заведений связи. 2024. Т. 10. № 1. С. 65–72. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-65-72. EDN:XCSWBP

Optimal Incoherent Reception Noise Immunity of Binary Signals with Differential Phase Manipulation in the Presence of Several Harmonic Interferences

✉ Aleksey Pitrin, vka@mil.ru

✉ Aleksandr Popov, vka@mil.ru

✉ Sergey Terechenko, vka@mil.ru

Mozhaisky Military Aerospace Academy,
St. Petersburg, 199178, Russian Federation

Abstract: This article proposes the calculation of the probabilities of incoherent reception of signals with binary relative phase manipulation (OFM-2) in the presence of several harmonic interference.

Examples of calculating the error probability per bit of receiving signals from OFM – 2 according to the presented method in the presence of several harmonic interference are shown. The obtained graphs depend on the magnitude of the signal at different values of interference and the same magnitude of the frequency shift, as well as on the frequency shift of interference at different levels of signals and interference. The results of the study using this technique allow us to calculate with high accuracy and reliable forecasting the reliability of transmitted information in radio communication channels under the influence of several harmonic interference during processing on two clock cycles. And also to predict the maximum damage to the process of transmitting information in a radio communication channel under various conditions: the coincidence of interference frequencies with the signal frequency, the offset of interference frequencies relative to the signal frequency and the spread of interference frequencies with the signal frequency.

Keywords: differential (relative) phase manipulation, incoherent reception, two-cycle processing, multiple harmonic interference, noise immunity

For citation: Pitrin A., Popov A., Terechenko S. Optimal Incoherent Reception Noise Immunity of Binary Signals with Differential Phase Manipulation in the Presence of Several Harmonic Interferences. *Proceedings of Telecommun. Univ.* 2024;10(1):65–72. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-65-72. EDN:XCSWBP

Введение

Преимущества цифровой передачи информации в настоящее время широко известны. Вместе с тем необходимо отметить сигналы с ОФМ, которые обладают рядом полезных качеств, к примеру, удовлетворяют энергетическим и спектральным требованиям, в сравнении с амплитудной и частотной манипуляцией. Рассмотрим преимущества используемого сигнала с ОФМ, в присутствии нескольких гармонических помех, по сравнению с фазоманипулированным (ФМ) сигналом:

- сигналы с ОФМ ненамного менее помехоустойчивы, чем сигналы с ФМ, примерно в 3 дБ, а при вероятности битовой ошибки более чем 10^{-5} разница составляет в 1 дБ [1, 2];
- в системах с ОФМ исключен режим так называемой «обратной работы», что обеспечивает меньшее количество ошибок при скачках сигнала. Не требуется применение дополнительных мер для предотвращения «обратной работы»;
- возможен некогерентный прием (демодуляция) сигналов с ОФМ, что существенно упрощает приемное устройство.

При случайном изменении фазы несущего колебания ее отслеживание становится более трудным, применение сигналов с ОФМ и некогерентного приема предпочтительно, особенно в присутствии нескольких гармонических помех. Помехоустойчивость приема сигналов с ОФМ при наличии нескольких гармонических помех в доступной литературе исследована недостаточно, а расчет вероятности ошибки на бит при не учете структуры помех является невыполнением ГОСТ РВ 5819-117-2007 пункт 7.1. Оценка и нормирование энергетических характеристик сигнально-кодовых конструкций (СКК) проводится с целью сопоставимости применения характеристик и показателей качества системы передачи с предельно достижимыми их значениями и с целью их взаимной сопоставимости

для различных СКК. Энергетические характеристики должны устанавливаться с точностью не хуже 0,1 дБ относительно потенциальных достижимых значений, в соответствии ГОСТ РВ 5819-117-2007. Применение данных методик приводит к разным результатам при одинаковых исходных данных, в связи со сложностью используемого математического аппарата [3].

При расчете помехоустойчивости оптимального некогерентного приема ортогональных сигналов с обработкой на двух тактах используется классический подход. Представленная структурная схема (рисунок 1) двухканального демодулятора с выходом первого сигнала V_1 , соответственно для второго сигнала V_2 тоже самое.

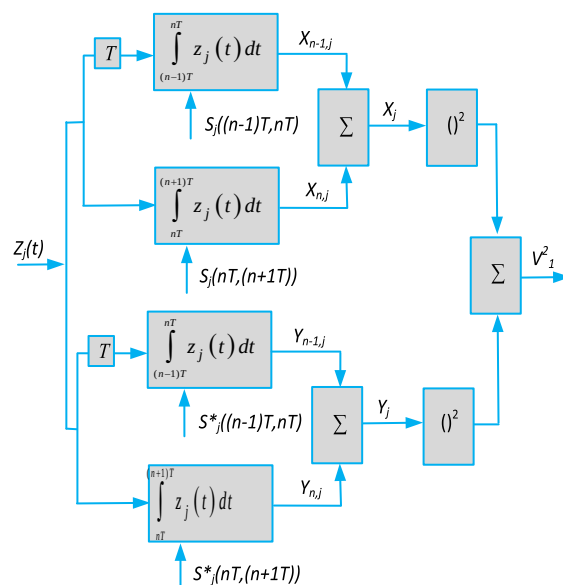


Рис. 1. Структурная схема первого (из двух) канала демодулятора с выходом сигнала V_1

Fig. 1. Block Diagram of the First (of Two) Channel of the Demodulator with Signal Output V_1

На каждом такте осуществляется демодуляция символов с поочередным подключением каналов демодулятора к выходу приемника [4, 5].

Необходимо отметить, что обработка идет на двух тактах последовательно через один такт. Полученные значения сигналов V_1 и V_2 с выхода демодулятора сравниваются и в устройстве сравнения принимается решение в пользу символа с наибольшей вероятностью.

Цель работы: вывод формул для расчета вероятности ошибки на бит некогерентного приема сигналов с ОФМ-2 при наличии нескольких гармонических помех.

Постановка задачи исследования для вывода формул расчета вероятности ошибки на бит при наличии нескольких гармонических помех

Вид используемой модели сигналов с ОФМ-2 на двухтактном интервале представляет собой [4]:

$$\begin{cases} C_1(t) = A \sin(\omega_c t + \phi_c) & -T < t \leq T \\ C_2(t) = \begin{cases} A \sin(\omega_c t + \phi_c) & -T < t \leq 0, \\ -A \sin(\omega_c t + \phi_c) & 0 < t \leq T \end{cases} \end{cases}$$

где A , ϕ_c , ω_c – амплитуда, фаза и частота несущего колебания, соответственно, а T – длительность сигнала.

Вид модели гармонической помехи представляет функцию гармонического колебания со сдвигом частоты, где $j = 1, \dots, L$; $B_j, \omega_{nj}, \phi_{nj}, \Delta\omega_{nj}$ – амплитуда, частота, фаза и сдвиг частоты, соответственно для j -ой помехи; L – количество помех:

$$Q_j(t) = B_j \sin[(\omega_{nj} + \Delta\omega_{nj})t + \phi_{nj}],$$

Тогда принимаемая смесь сигнала, помех и шума на входе демодулятора будет иметь вид:

$$Z_j(t) = C_j(t) + \sum_{j=1}^L Q_j(t) + u(t),$$

где $u(t)$ – принят белый гауссовский шум (БГШ) с автокорреляционной функцией вида $\langle u(t_1)u(t_2) \rangle = \frac{N_0}{2} \delta(t_1 - t_2)$; δ – является функцией Дирака.

Необходимо получить формулы для расчета вероятностей ошибки на бит некогерентного приема сигнала с ОФМ-2 при нескольких гармонических помех [6–8].

Порядок расчета вероятности ошибки на бит приема сигнала с ОФМ-2 при наличии нескольких гармонических помех

Используя общую теории оптимального приема сигнала с белым гауссовским шумом, получим вид формулы (1) для обработки сигналов в демодуляторе [4, 5], где V_1 и V_2 – вид сигналов на выходе демодулятора, которые представляют его модель. В соответствие с правилом решения имеем [4]:

$$V_1^2 \leq V_2^2 \equiv V_1 \leq V_2.$$

В первую очередь необходимо получить формулу для расчета вероятности первой ошибки на бит $P_{\text{ош1}} = P(\bar{C}_2/C_1)$ для случая, когда передается первый сигнал C_1 , а решение принимается в пользу второго сигнала $\bar{C}_2$.

Введем обозначения (2). Тогда выходные сигналы демодулятора определяются по формуле:

$$\begin{cases} V_1^2 = (X_{n-1} + X_n)^2 + (Y_{n-1} + Y_n)^2 \\ V_2^2 = (X_{n-1} - X_n)^2 + (Y_{n-1} - Y_n)^2 \end{cases}$$

Примем обозначения:

$$\begin{cases} X_+ = X_{n-1} + X_n, & Y_+ = Y_{n-1} + Y_n \\ X_- = X_{n-1} - X_n, & Y_- = Y_{n-1} - Y_n \end{cases}$$

Вычислим X_{n-1} , X_n , Y_{n-1} , Y_n , подставив Z_j в формулу (2), получим выражение (3), где $I_{\xi,n-1}$, $I_{\xi,n}$, $I_{\xi,n}^*$, $I_{\xi,n-1}^*$ – случайные составляющие, находящиеся на определенных интервалах и рассчитываемые по формулам:

$$\begin{aligned} I_{\xi,n-1} &= \int_{-T}^0 u(t) \sin \omega t dt, & I_{\xi,n} &= \int_0^T u(t) \sin \omega t dt, \\ I_{\xi,n-1}^* &= \int_{-T}^0 u(t) \cos \omega t dt, & I_{\xi,n}^* &= \int_0^T u(t) \cos \omega t dt. \end{aligned}$$

Нетрудно убедиться, что X_+ , X_- , Y_+ , Y_- – представляют собой попарно взаимно независимыми и гауссовскими величинами.

Далее рассчитаем (4) математические ожидания $m(X_+)$, $m(Y_+)$, $m(X_-)$, $m(Y_-)$. Можно показать, что дисперсии $D(*)$ случайных составляющих величин равны следующим значениям:

$$\begin{aligned} D(I_{\xi,n-1}) &= D(I_{\xi,n}) = D(I_{\xi,n-1}^*) = D(I_{\xi,n}^*) = \frac{N_0 T}{4}, \\ D(I_{\xi,n-1} \pm I_{\xi,n}) &= D(I_{\xi,n-1}^* \pm I_{\xi,n}^*) = \frac{N_0 T}{2}. \end{aligned}$$

Введем обозначения [2]:

$$\begin{cases} G_+^2 = m^2(X_+) + m^2(Y_+) \\ G_-^2 = m^2(X_-) + m^2(Y_-) \end{cases}$$

Вычислим значения G_+^2 и G_-^2 , согласно выражению (5) подставив значения из формулы (4).

Обозначим переменную k – параметр сдвига частоты длительности информационного символа к длительности периода колебаний сдвига частоты помех $(\Delta f_j, \Delta f_m)$, которая имеет вид: $k = \frac{T}{T_\Delta}$, где $T_\Delta = \frac{1}{\Delta f}$ – период частоты сдвига – Δf .

$$\text{Тогда: } \Delta \omega T = 2\pi \Delta f T = 2\pi \frac{T}{T_\Delta} = 2\pi k.$$

Отсюда получим следующие полезные соотношения:

$$\begin{aligned} \frac{\sin \Delta \omega_j T}{\Delta \omega_j T} &= \frac{\sin 2\pi k_j}{2\pi k_j}, & \frac{1 - \cos \Delta \omega_j T}{\Delta \omega_j T} &= \frac{(\sin \pi k_j)^2}{\pi k_j}, \\ \frac{\sin \Delta \omega_m T}{\Delta \omega_m T} &= \frac{\sin 2\pi k_m}{2\pi k_m}, & \frac{1 - \cos \Delta \omega_m T}{\Delta \omega_m T} &= \frac{(\sin \pi k_m)^2}{\pi k_m}. \end{aligned}$$

$$\begin{cases} V_1^2 = \left[\int_{-T}^T Z_j(t) \sin \omega t dt \right]^2 + \left[\int_{-T}^T Z_j(t) \cos \omega t dt \right]^2 \\ V_2^2 = \left[\int_{-T}^0 Z_j(t) \sin \omega t dt - \int_0^T Z_j(t) \sin \omega t dt \right]^2 + \left[\int_{-T}^0 Z_j(t) \cos \omega t dt - \int_0^T Z_j(t) \cos \omega t dt \right]^2. \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} X_{n-1} = \int_{-T}^0 Z_j(t) \sin \omega t dt, X_n = \int_0^T Z_j(t) \sin \omega t dt \\ Y_{n-1} = \int_{-T}^0 Z_j(t) \cos \omega t dt, Y_n = \int_0^T Z_j(t) \cos \omega t dt \end{cases}. \quad (2)$$

$$\begin{cases} X_{n-1} = \frac{AT}{2} \cos \phi_c + \frac{T \sum_{j=1}^L B_j}{2} \left[\cos \phi_{nj} \frac{\sin \Delta \omega_{nj} T}{\Delta \omega_{nj} T} + \sin \phi_{nj} \frac{1 - \cos \Delta \omega_{nj} T}{\Delta \omega_{nj} T} \right] + I_{\xi, n-1} \\ X_n = \frac{AT}{2} \cos \phi_c + \frac{T \sum_{j=1}^L B_j}{2} \left[\cos \phi_{nj} \frac{\sin \Delta \omega_{nj} T}{\Delta \omega_{nj} T} - \sin \phi_{nj} \frac{1 - \cos \Delta \omega_{nj} T}{\Delta \omega_{nj} T} \right] + I_{\xi, n} \\ Y_{n-1} = \frac{AT}{2} \sin \phi_c + \frac{T \sum_{j=1}^L B_j}{2} \left[\sin \phi_{nj} \frac{\sin \Delta \omega_{nj} T}{\Delta \omega_{nj} T} - \cos \phi_{nj} \frac{1 - \cos \Delta \omega_{nj} T}{\Delta \omega_{nj} T} \right] + I_{\xi, n-1}^* \\ Y_n = \frac{AT}{2} \sin \phi_c + \frac{T \sum_{j=1}^L B_j}{2} \left[\sin \phi_{nj} \frac{\sin \Delta \omega_{nj} T}{\Delta \omega_{nj} T} + \cos \phi_{nj} \frac{1 - \cos \Delta \omega_{nj} T}{\Delta \omega_{nj} T} \right] + I_{\xi, n}^*. \end{cases}, \quad (3)$$

$$\begin{cases} X_+ = X_{n-1} + X_n = AT \cos \phi_c + \sum_{j=1}^L B_j T \cos \phi_{nj} \frac{\sin \Delta \omega_{nj} T}{\Delta \omega_{nj} T} + I_{\xi, n-1} + I_{\xi, n} \\ X_- = X_{n-1} - X_n = T \sum_{j=1}^L A_j \sin \phi_{nj} \frac{1 - \cos \Delta \omega_{nj} T}{\Delta \omega_{nj} T} + I_{\xi, n-1} - I_{\xi, n} \\ Y_+ = Y_n + Y_{n-1} = AT \sin \phi_c + T \sum_{j=1}^L B_j \sin \phi_{nj} \frac{\sin \Delta \omega_{nj} T}{\Delta \omega_{nj} T} + I_{\xi, n}^* + I_{\xi, n-1}^* \\ Y_- = Y_n - Y_{n-1} = T \sum_{j=1}^L B_j \cos \phi_{nj} \frac{1 - \cos \Delta \omega_{nj} T}{\Delta \omega_{nj} T} + I_{\xi, n}^* - I_{\xi, n-1}^* \end{cases}. \quad (4)$$

$$\begin{cases} m(X_+) = AT \cos \phi_c + T \sum_{j=1}^L B_j \cos \phi_{nj} \frac{\sin \Delta \omega_{nj} T}{\Delta \omega_{nj} T} \\ m(Y_+) = AT \sin \phi_c + T \sum_{j=1}^L B_j \sin \phi_{nj} \frac{\sin \Delta \omega_{nj} T}{\Delta \omega_{nj} T} \\ m(X_-) = T \sum_{j=1}^L B_j \sin \phi_{nj} \frac{\sin^2 \Delta \omega_{nj} T}{\Delta \omega_{nj} T} \\ m(Y_-) = T \sum_{j=1}^L B_j \cos \phi_{nj} \frac{\sin^2 \Delta \omega_{nj} T}{\Delta \omega_{nj} T} \end{cases}. \quad (4)$$

$$\begin{aligned} G_+^2 &= (AT)^2 + 2AT^2 \sum_{j=1}^L B_j \frac{\sin \Delta \omega_{nj} T}{\Delta \omega_{nj} T} \cos(\phi_{nj} - \phi_{nm}) + \\ &+ T^2 \sum_{j=1}^L B_j \sum_{m=1}^L B_m \frac{\sin \Delta \omega_{nj} T}{\Delta \omega_{nj} T} \frac{\sin \Delta \omega_{nm} T}{\Delta \omega_{nm} T} \cos(\phi_{nj} - \phi_{nm}), \end{aligned} \quad (5)$$

$$G_-^2 = T^2 \sum_{j=1}^L B_j \sum_{m=1}^L B_m \frac{1 - \cos \Delta \omega_{nj} T}{\Delta \omega_{nj} T} \frac{1 - \cos \Delta \omega_{nm} T}{\omega_{nm}} \cos(\phi_{nj} - \phi_{nm}).$$

Подставив введенные обозначения, вычислим величины $\frac{G_+^2}{D}$ и $\frac{G_-^2}{D}$ согласно выражению (6), где $h_c^2 = \frac{E_b}{N_0} = \frac{P_c T}{N_0}$ и $h_n^2 = \frac{P_n T}{N_0}$ – отношения сигнал/шум и помеха/шум, соответственно; $P_c = \frac{A^2}{2}$ и $P_n = \frac{B^2}{2}$ – мощности сигнала и помехи, соответственно.

В общем виде плотности вероятности (ПВ) случайных величин V_1 и V_2 примут вид ПВ Райса, где $I_0(*)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка:

$$\begin{cases} W_1(V_1) = \frac{V_1}{D} \exp\left(-\frac{V_1^2 + G_+^2}{2D}\right) I_0\left(\frac{G_+ V_1}{D}\right) \\ W_2(V_2) = \frac{V_2}{D} \exp\left(-\frac{V_2^2 + G_-^2}{2D}\right) I_0\left(\frac{G_- V_2}{D}\right) \end{cases}.$$

Получим формулу (7) для расчета вероятности ошибки на бит сигнала C_1 .

Обозначим переменные $x = \frac{V_1}{\sqrt{D}}$ и $y = \frac{V_2}{\sqrt{D}}$. Тогда получим формулу (8) для расчета условной вероятности того, что передается сигнал C_1 , а принимается сигнал $\widehat{C}_2$.

Подставив полученные преобразования в формулу (8) при передаче сигнала C_1 , получим в итоге выражение (9).

Далее выведем формулу (10) для расчета условной вероятности того, что принят сигнал $\widehat{C}_1$, а передан сигнал C_2 .

Подставив по той же методике полученные преобразования в формулу (10) при передаче сигнала C_2 , получим выражение (11).

Итоговая формула средней вероятности ошибки на бит имеет вид:

$$P_{\text{ош итог}} = \frac{P_{\text{ош1}} + P_{\text{ош2}}}{2}.$$

$$\begin{aligned} \frac{G_+^2}{D} &= 4 \left[h_c^2 + 2h_c \sum_{j=1}^L h_{nj} \frac{\sin 2\pi k_j}{2\pi k_j} \cos(\phi_{nj} - \phi_{nm}) + \sum_{j=1}^L h_j \sum_{m=1}^L h_m \frac{\sin 2\pi k_j}{2\pi k_j} \frac{\sin 2\pi k_m}{2\pi k_m} \cos(\phi_{nj} - \phi_{nm}) \right], \\ \frac{G_-^2}{D} &= 4 \sum_{j=1}^L h_l \sum_{m=1}^L h_m \frac{\sin^2 \pi k_j}{\pi k_j} \frac{\sin^2 \pi k_m}{\pi k_m} \cos(\phi_{nj} - \phi_{nm}). \end{aligned} \quad (6)$$

$$P_{\text{ош1}} = P\left(\frac{\widehat{C}_2}{C_1}\right) = \int_0^{\infty} \frac{V_1}{D} \exp\left(-\frac{V_1^2 + G_+^2}{2D}\right) I_0\left(\frac{G_+ V_1}{D}\right) dV_1 \int_0^{\infty} \frac{V_2}{D} \exp\left(-\frac{V_2^2 + G_-^2}{2D}\right) I_0\left(\frac{G_- V_2}{D}\right) dV_2. \quad (7)$$

$$P_{\text{ош1}} = \int_0^{\infty} x \exp\left[-\frac{1}{2}\left(x^2 + \frac{G_+^2}{D}\right)\right] I_0\left(\sqrt{\frac{G_+^2}{D}} x\right) \left(\int_x^{\infty} y \exp\left[-\frac{1}{2}\left(y^2 + \frac{G_-^2}{D}\right)\right] I_0\left(\sqrt{\frac{G_-^2}{D}} y\right) dy\right) dx. \quad (8)$$

$$\begin{aligned} P_{\text{ош1}} &= \int_0^{\infty} x \exp\left\{-\frac{1}{2}\left[x^2 + 4\left(h_c^2 + 2h_c \sum_{j=1}^L h_{nj} \frac{\sin 2\pi k_j}{2\pi k_j} \cos(\phi_{nj} - \phi_{nm}) + \sum_{j=1}^L h_j \sum_{m=1}^L h_m \frac{\sin 2\pi k_j}{2\pi k_j} \frac{\sin 2\pi k_m}{2\pi k_m} \cos(\phi_{nj} - \phi_{nm})\right)\right]\right\} \times \\ &\times I_0\left[2\sqrt{\left(h_c^2 + 2h_c \sum_{j=1}^L h_{nj} \frac{\sin 2\pi k_j}{2\pi k_j} \cos(\phi_{nj} - \phi_{nm}) + \sum_{j=1}^L h_j \sum_{m=1}^L h_m \frac{\sin 2\pi k_j}{2\pi k_j} \frac{\sin 2\pi k_m}{2\pi k_m} \cos(\phi_{nj} - \phi_{nm})\right)} x\right] \times \\ &\times \left(\int_x^{\infty} y \exp\left\{-\frac{1}{2}\left[y^2 + 4\sum_{j=1}^L h_j \sum_{m=1}^L h_m \frac{\sin^2 \pi k_j}{\pi k_j} \frac{\sin^2 \pi k_m}{\pi k_m} \cos(\phi_{nj} - \phi_{nm})\right]\right\} \times \right. \\ &\times I_0\left[2\sqrt{\sum_{j=1}^L h_j \sum_{m=1}^L h_m \frac{\sin^2 \pi k_j}{\pi k_j} \frac{\sin^2 \pi k_m}{\pi k_m} \cos(\phi_{nj} - \phi_{nm})} y\right] dy\right) dx. \end{aligned} \quad (9)$$

$$P_{\text{ош2}} = P(\widehat{C}_1/C_2) = \int_0^\infty W(V_2) \left(\int_{V_2}^\infty W(V_1) dV_1 \right) dV_2 = \int_0^\infty y \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left(y^2 + \frac{G_-^2}{D} \right) \right\} I_0 \left(\sqrt{\frac{G_-^2}{D}} y \right) \times$$

$$\times \left(\int_y^\infty x \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left(x^2 + \frac{G_+^2}{D} \right) \right\} I_0 \left(\sqrt{\frac{G_+^2}{D}} x \right) dx \right) dy. \quad (10)$$

$$P_{\text{ош2}} = \int_0^\infty y \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[y^2 + 4 \sum_{j=1}^L h_j \sum_{m=1}^L h_m \frac{\sin^2 \pi k_j}{\pi k_j} \frac{\sin^2 \pi k_m}{\pi k_m} \cos(\phi_{nj} - \phi_{nm}) \right] \right\} \times$$

$$\times I_0 \left(2 \sqrt{\sum_{j=1}^L h_j \sum_{m=1}^L h_m \frac{\sin^2 \pi k_j}{\pi k_j} \frac{\sin^2 \pi k_m}{\pi k_m} \cos(\phi_{nj} - \phi_{nm})} y \right) \times$$

$$\times \left(\int_y^\infty x \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[x^2 + 4 \left[h_c^2 + 2h_c \sum_{j=1}^L h_{nj} \frac{\sin 2\pi k_j}{2\pi k_j} \cos(\phi_{nj} - \phi_{nm}) + \sum_{l=1}^L h_l \sum_{m=1}^L h_m \frac{\sin 2\pi k_l}{2\pi k_l} \frac{\sin 2\pi k_m}{2\pi k_m} \cos(\phi_{nl} - \phi_{nm}) \right] \right] \right\} \times \right. \quad (11)$$

$$\left. \times I_0 \left(2 \sqrt{\left[h_c^2 + 2h_c \sum_{l=1}^L h_{nl} \frac{\sin 2\pi k_l}{2\pi k_l} \cos(\phi_{nl} - \phi_{nm}) + \sum_{l=1}^L h_l \sum_{m=1}^L h_m \frac{\sin 2\pi k_l}{2\pi k_l} \frac{\sin 2\pi k_m}{2\pi k_m} \cos(\phi_{nl} - \phi_{nm}) \right]} x \right) dx \right) dy.$$

Примеры применения полученных расчетов вероятности ошибки на бит

Пример 1. Расчет вероятности ошибки на бит сигнала при наличии нескольких гармонических помех и сдвигах частоты сигнала относительно частот помех, при следующих условиях:

- воздействуют две гармонические помехи;
- кривые: 1 – отсутствие помех; 2 – уровни помех $h_{п21} = 3$ дБ, $h_{п22} = 3$ дБ; 3 – уровни помех $h_{п31} = 3$ дБ, $h_{п32} = 6$ дБ; 4 – уровни помех $h_{п41} = 9$ дБ, $h_{п42} = 9$ дБ;
- сдвиг частот помех относительно частоты сигнала равен $k = 0.5$;
- фазы сигнала и помех $\varphi_c = \pi$, $\varphi_{п1} = 0$, $\varphi_{п2} = 0$.

На графике (рисунок 2) кривые, имеющие лавинообразный вид, показывают, что для достижения необходимых значений вероятности ошибки на бит требуется большее значение уровня сигнала на величину, определяемую по графику [9, 10].

Пример 2. Расчет средней вероятности ошибки на бит приема сигнала от сдвига частот помех относительно частот сигнала при принятых значениях фаз помех и сигнала для условий:

- уровни первой и второй помех $h_{п1} = 3$ дБ и $h_{п2} = 3$ дБ, а уровень сигнала $h_c = 6$ дБ;
- пределы сдвигов частот помех от несущей частоты сигнала k_1 и k_2 выбраны от -2 до 2 ;
- фазы сигнала $\varphi_c = (2/3)\pi$ и помех $\varphi_{п1} = 0$, $\varphi_{п2} = 0$.

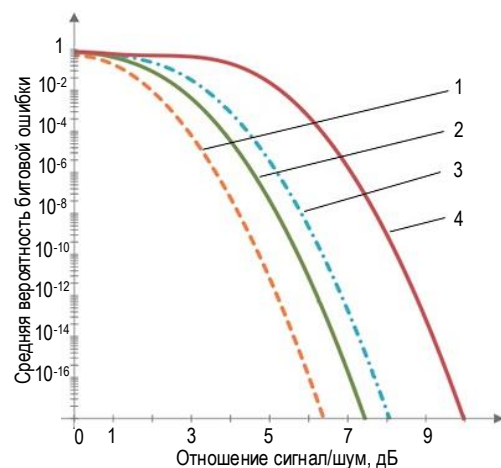


Рис. 2. График зависимости средней вероятности ошибки на бит от уровней сигнала при некоторых уровнях помех и одинаковой величине сдвига частот

Fig. 2. A Graph of the Dependence of the Average Probability of Error per Bit on the Signal Levels at Certain Interference Levels and the Same Frequency Shift

Вершина фигуры на графике (рисунок 3) показывает максимальное значение вероятности ошибки на бит при незначительном сдвиге частот помех относительно частоты сигнала. Другие вершины показывают динамическое изменение значений вероятности ошибки на бит при различных отклонениях частот и фаз сигнала относительно помех [10].

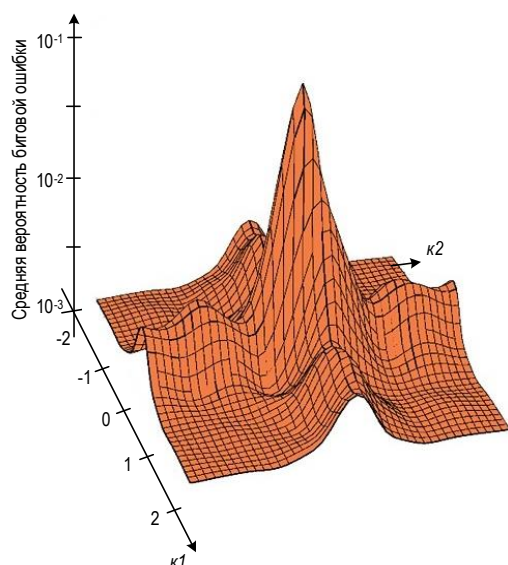


Рис. 3. График зависимости вероятностей ошибки на бит как функция от величин сдвигов частот первой и второй помех при фиксированных значениях начальных фаз и уровней сигнала и помех

Fig. 3. A Graph of the Dependence of the Error Probabilities per Bit as a Function of the Frequency Shifts of the First and Second Interference at Fixed Values of the Initial Phases and Signal Levels and Interference

Заключение

Использованный подход и результаты расчетов предложены впервые. Формулы и графики позволяют получить точные значения вероятности битовой ошибки при различных соотношениях уровней сигнала и нескольких гармонических помехах, а также различных величинах сдвигов частот помех относительно частоты несущего колебания сигналов [11].

Полученные расчеты вероятности ошибки на бит некогерентного приема сигнала с ОФМ-2 при наличии нескольких гармонических помех, показали, что:

- воздействие нескольких гармонических помех на правильность приема сигнала тем больше, чем больше значения помех и меньше уровень сигнала, а также чем меньше значения сдвига частот помех относительно частоты сигнала;
- для наиболее эффективного подавления сигнала в канале связи совпадения частот помех с частотой сигнала не обязательно, достаточно примерное отклонение значения k от -0.2 до $+0.2$ [12];
- как показывают расчеты, при значении k , равном целому числу, влияние помехи полностью устраняется.

Список источников

1. Питрин А.В., Попов А.С., Ворона М.С., Ковальский А.А. Методика расчета помехоустойчивости некогерентного приема сигналов с двоичной относительной фазовой манипуляцией при гармонической помехе // *Нелинейный мир*. 2023. Т. 21. № 1. С. 5–13. EDN:ATBNHF
2. Борисов В.И., Зинчук В.М. Помехозащищенность систем радиосвязи. Вероятностно-временной подход. М.: РадиоСофт, 2008. 260 с. EDN:CATZHM
3. Куликов Г.В., Зунг Н.В., Тиен Д.Ч. Помехоустойчивость автокорреляционного демодулятора сигналов с дифференциальной фазовой манипуляцией при наличии релеевских замираний и гармонической помехи // *Российский технологический журнал*. 2020. Т. 8 № 3(35). С. 48–58. DOI:10.32362/2500-316X-2020-8-3-48-58. EDN:NVQDYZ
4. Окунев Ю.Б. Цифровая передача информации фазоманипулированными сигналами. М.: Советское радио, 1991. 296 с.
5. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Советское радио, 1970. 728 с.
6. Звонарев В.В., Попов А.С., Питрин А.В. Методика расчета вероятностей битовых ошибок приема радиосигналов с QPSK-модуляцией при нескольких гармонических помехах // *Радиотехника*. 2022. Т. 86. № 8. С. 84–95. DOI:10.18127/j00338486-202208-09. EDN:ETXHBQ
7. Звонарев В.В., Пименов В.Ф., Попов А.С. Методика вычисления вероятностей символьных и битовых ошибок для QPSK сигналов при наличии гармонической помехи со сдвигом частоты // *Труды Военно-космической академии имени А.Ф.Можайского*. 2021. № 677. С. 50–61. EDN:GDAOEP
8. Звонарев В.В., Попов А.С. Потенциальная помехоустойчивость когерентного приема четырехпозиционного фазоманипулированного радиосигнала в присутствии когерентной гармонической помехи // *Информационно-управляющие системы*. 2021. № 1. С. 45–54. DOI:10.31799/1684-8853-2021-1-45-54. EDN:IQCUMU
9. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
10. Хворостенко Н.П. Статистическая теория демодуляции дискретных сигналов. М.: Связь, 1968. 336 с.
11. Бродский М.С., Звонарев В.В., Попов А.С. Метод построения вероятностного пространства на множестве совместных событий для расчета вероятностей битовых ошибок приема радиосигналов с QPSK-модуляцией при наличии помех // *Труды Военно-космической академии имени А.Ф.Можайского*, 2021. № 678. С. 43–50. EDN:GNPKQZ
12. Звонарев В.В., Карабельников И.Ф., Попов А.С. Методика расчета влияния сканирующей по частоте помехи на достоверность приема сигнала с QPSK модуляцией // *Труды МАИ*. 2022. № 124. С. 13. DOI:10.34759/trd-2022-124-13. EDN:AHUDUS

References

1. Pitrin A.V., Popov A.S., Vorona M.S., Kovalsky A.A. The Method of Calculating the Noise Immunity of Incoherent Reception of Signals with Binary Relative Phase Manipulation (OFM-2) with Harmonic Interference. *Nonlinear World*. 2023;21(1):5–13. EDN:ATBNHF

2. Borisov V.I., Zinchuk V.M. *Ecm-Resistance of Radio Communications Systems. Probabilistic-Temporal Approach*. Moscow: RadioSoft Publ.; 2008. 260 p. EDN:CATZHM
3. Kulikov G.V., Zung N.V., Tien D.C. Noise immunity of an autocorrelation signal demodulator with differential phase manipulation in the presence of Rayleigh fading and harmonic interference. *Russian Technological Journal*. 2020;8(3):48–58. DOI:10.32362/2500-316X-2020-8-3-48-58. EDN:NVQDYZ
4. Okunev Yu.B. *Digital transmission of information by phase-manipulated signals*. Moscow: Sovetskoe radio Publ.; 1991. 296 p.
5. Fink L.M. *Theory of transmission of discrete messages*. Moscow: Sovetskoe radio Publ.; 1970. 728 p.
6. Zvonarev V.V., Popov A.S., Pitrin A.V. Methodology for calculating the probabilities of bit errors of receiving radio signals with QPSK modulation with several harmonic interference. *Radioengineering*. 2022;86(8):84–95. DOI:10.18127/j00338486-202208-09. EDN:ETXHBQ
7. Zvonarev V.V., Pimenov V.F., Popov A.S. Methodology for calculating probabilities of symbolic and bit errors for QPSK signals in the presence of harmonic interference with frequency shift. *Proceedings of the Mozhaisky Military Space Academy*. 2021;677:50–61. EDN:GDAOEP
8. Zvonarev V.V., Popov A.S. Potential noise immunity of coherent reception of a four-position phase-manipulated radio signal in the presence of coherent harmonic interference. *Information and Control Systems*. 2021;1:45–54. DOI:10.31799/1684-8853-2021-1-45-54. EDN:IQCUMU
9. Prokis J. *Digital communication*. Translated from English. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 2000. 800 p.
10. Hovorostenko N.P. *Statistical theory of demodulation of discrete signals*. Moscow: Sviaz Publ.; 1968. 336 p.
11. Brodsky M.S., Zvonarev V.V., Popov A.S. A method for constructing a probabilistic space on a set of joint events for calculating the probabilities of bit errors of receiving radio signals with QPSK modulation in the presence of interference. *Proceedings of the Mozhaisky Military Space Academy*. 2021;678:43–50. EDN:GNPKQZ
12. Zvonarev V.V., Karabelnikov I.F., Popov A.S. Method of Calculating Influence of Frequency Scanning Interference on Reliability of Signal Reception with QPSK Modulation. *Trudy MAI*. 2022;124:13. DOI:10.34759/trd-2022-124-13. EDN:AHUDUS

Статья поступила в редакцию 21.09.2023; одобрена после рецензирования 05.10.2023; принята к публикации 24.10.2023.

The article was submitted 21.09.2023; approved after reviewing 05.10.2023; accepted for publication 24.10.2023.

Информация об авторах:

ПИТРИН
Алексей Владимирович

научный сотрудник лаборатории военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского
 <https://orcid.org/0000-0002-4662-9790>

ПОПОВ
Александр Сергеевич

доктор технических наук, профессор, старший научный сотрудник лаборатории военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского
 <https://orcid.org/0000-0001-5962-0587>

ТЕРЕЩЕНКО
Сергей Валентинович

кандидат военных наук, начальник лаборатории военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского
 <https://orcid.org/0009-0005-9385-755X>

Научная статья

УДК 621.391

DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-73-84



Анализ сквозной задержки в транспортном сегменте Fronthaul сетей 4G/5G на базе технологии TSN

Александр Владимирович Росляков, arosl@mail.ru

Вячеслав Васильевич Герасимов, slavon131@bk.ru

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики,
Самара, 443010, Российская Федерация

Аннотация: Одной из характерных особенностей построения мобильных сетей 4G/5G является пространственное разделение функциональных блоков. Для связи этих блоков используются соответствующие сегменты транспортной сети xHaul. Одним из них является передний сегмент Fronthaul, который соединяет удаленное радиооборудование с оборудованием их управления. Поток данных стандартных радиointерфейсов CPRI/eCPRI в этом сегменте предъявляют строгие требования к качеству обслуживания и прежде всего к задержкам. Для удовлетворения этих требований было предложено использовать в сегменте Fronthaul мостовую сеть Ethernet на базе технологии чувствительных ко времени сетей TSN (аббр. от англ. Time Sensitive Networking), которая обеспечивает детерминированные задержки, надежную доставку пакетов и высокую точность синхронизации узлов в сети. В стандарте IEEE 802.1CM описаны профили сетей TSN, определяющие функции, опции, конфигурации, значения по умолчанию, протоколы и процедуры мостов, станций и локальных сетей, необходимые для построения транспортного сегмента Fronthaul. В статье представлена методика определения максимальных сквозных задержек трафика стандартных радиointерфейсов CPRI/eCPRI в сегменте Fronthaul сетей 4G/5G, построенном на базе технологии TSN, в соответствии с требованиями стандарта IEEE 802.1CM. Выделены две основные компоненты сквозной задержки – задержки в мостах TSN и задержки в каналах xEthernet. Для высокоприоритетных потоков трафика радиointерфейсов CPRI/eCPRI в мостах приведены характерные случаи взаимовлияния потоков, поступающих одновременно на разные входные порты. Приведен пример численного расчета, который позволил определить при заданной граничной сквозной задержке передачи высокоприоритетного трафика допустимую физическую длину сегмента Fronthaul.

Ключевые слова: мобильные сети 4G/5G, транспортный сегмент Fronthaul, радиointерфейсы CPRI/eCPRI, чувствительная ко времени сеть TSN, стандарт IEEE 802.1CM, сквозная задержка

Ссылка для цитирования: Росляков А.В., Герасимов В.В. Анализ сквозной задержки в транспортном сегменте Fronthaul сетей 4G/5G на базе технологии TSN // Труды учебных заведений связи. 2024. Т. 10. № 1. С. 73–84. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-73-84. EDN:SJWTLO

Analysis of End-to-End Delay in the Transport Segment of Fronthaul 4G/5G Networks Based on TSN Technology

Aleksandr Roslyakov, arosl@mail.ru

Viacheslav Gerasimov, slavon131@bk.ru

Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics,
Samara, 443010, Russian Federation

Abstract: One of the characteristic features of 4G/5G mobile networks is the spatial separation of functional blocks. The corresponding segments of the xHaul transport network are used to connect these blocks. One of them is the Fronthaul front end segment, which connects remote radio equipment with their control equipment. The data streams of standard CPRI/eCPRI radio interfaces in this segment impose strict requirements on the quality of service and, above all, on delays. To meet these requirements, it was proposed to use in the Fronthaul segment Ethernet bridge network based on the technology of time-sensitive networks TSN (Time Sensitive Networking), which provides determined delays, reliable packet delivery and high accuracy of synchronization of nodes in the network. The IEEE 802.1CM standard describes profiles of TSN networks that defines the functions, options, configurations, default values, protocols and procedures of bridges, stations and local networks required to build the Fronthaul transport segment. The article presents a methodology for determining the maximum end-to-end traffic delays of standard CPRI/eCPRI radio interfaces in the Fronthaul segment of 4G/5G networks, built on the basis of TSN technology, in accordance with the requirements of IEEE 802.1CM standard. Two main components of end-to-end delay are identified – delays in TSN bridges and delays in xEthernet channels. For high-priority traffic flows of CPRI/eCPRI radio interfaces in bridges, characteristic cases of mutual influence of flows arriving simultaneously at different input ports are given. An example of numerical calculation is given, which allowed to determine the permissible physical length of the Fronthaul segment at a given boundary end-to-end delay of transmission of high-priority traffic.

Keywords: 4G/5G mobile networks, Fronthaul transport segment, CPRI/eCPRI radio interfaces, time-sensitive TSN, IEEE 802.1CM standard, end-to-end delay

For citation: Roslyakov A., Gerasimov V. Analysis of End-to-End Delay in the Transport Segment of Fronthaul 4G/5G Networks Based on TSN Technology. *Proceedings of Telecommun. Univ.* 2024;10(1):73–84. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-73-84. EDN:SJWTLO

Введение

С момента своего изобретения почти 50 лет назад сетевая технология Ethernet постоянно развивалась для удовлетворения все более растущих требований к скорости передачи, от классической 10 Мбит/с в начале 80-х гг. до 400 Гбит/с на сегодняшний день с планами на будущее до 800 Гбит/с и 1,6 Тбит/с (рисунок 1).

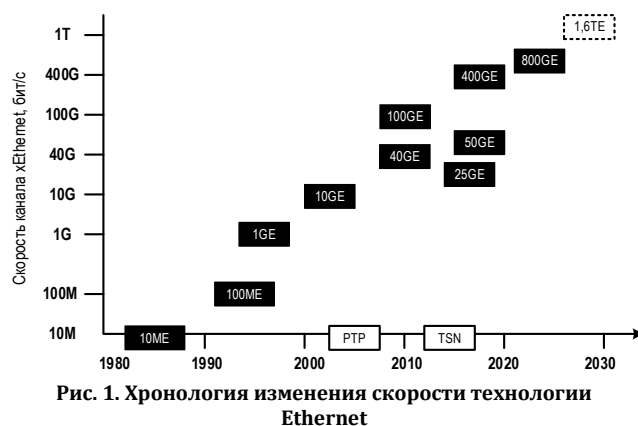


Fig. 1. Chronology of Changes in the Speed of Ethernet Technologies

Однако изначально технология Ethernet не была рассчитана на обеспечение строгих гарантий синхронизации и времени доставки данных в сети. В этой связи следует отметить появление в 2002 г. стандарта IEEE 1588, описывающего протокол точного времени PTP (аббр. от англ. Precision Time Protocol), который гарантирует высокую степень синхронизации времени в сети Ethernet для точной передачи данных (до 1 мкс). Следствием этого явилось создание в 2012 г. технологии чувствительных ко времени сетей TSN (аббр. от англ. Time Sensitive

Networking) [1], позволившей использовать сети Ethernet для коммуникаций, мониторинга и управления в реальном масштабе времени со строгими гарантиями синхронизации и качества передачи кадров данных для автономных и других подключенных систем. Первоначально использовавшуюся в аудио/видеосистемах технологию TSN начали внедрять в сотовые сети 4G/5G, и в ближайшие годы она станет ключевым фактором для промышленной автоматизации/Индустрии 4.0, Интернета вещей IoT (аббр. от англ. Internet of Things), промышленного Интернета вещей IIoT, автомобильных, аэрокосмических и других приложений [2].

Чтобы облегчить широкое внедрение технологии TSN в различных отраслях, рабочая группа IEEE 802.1 разработала ряд профилей, определяющих функции, параметры, протоколы и процедуры построения сетей TSN для конкретного применения, что упрощает их взаимодействие и развертывание. Так, уже разработаны профили TSN для сетей аудио-видео-моста AVB (IEEE 802.1BA), переднего транспортного сегмента Fronthaul сетей 4G/5G (IEEE 802.1CM-2018) и промышленной автоматизации (IEC/IEEE 60802). Планируется создание профилей TSN для бортовой сети Ethernet в автомобиле (IEEE P802.1DG) и сетей поставщиков услуг (IEEE P802.1DF) [3].

Особенностью работы мостовых сетей TSN является необходимость предварительного планирования совместной работы мостов сети для гарантированного качества обслуживания трафика. Сущность данного планирования заключается в составлении временного расписания работы шлюзов моста GCL (аббр. от англ. Gate Control List), в соответ-

ствии с которым определяются моменты времени начала и длительности передачи на выходные порты кадров Ethernet, поступивших во входные порты моста. Основной проблемой при составлении такого расписания (далее – Расписание) является необходимость учета совместной работы мостов на маршруте передачи данных в сети для выполнения ограничений на сквозные задержки. Эти ограничения применительно к транспортному сегменту Fronthaul мобильных сетей, построенному на базе технологии TSN, приведены в стандарте IEEE 802.1CM [4]. Однако имеющиеся публикации зарубежных [5–13] и отечественных [14–16] авторов не содержат методики оценки максимальной сквозной задержки в мостовой сети Fronthaul, что и определяет актуальность ее разработки.

Технология TSN

Сети TSN – это набор открытых стандартов, разрабатываемых специальной целевой группой, входящей в рабочую группу IEEE 802.1 [3]. Это означает, что стандарты TSN в первую очередь предназначены

для сетей Ethernet IEEE 802.3 и поэтому используют все преимущества стандартной технологии Ethernet, такие как гибкость, повсеместное использование и экономичность. Стандарты TSN можно рассматривать как набор дополнительных инструментов технологии Ethernet, которые можно разделить на четыре основные группы (рисунок 2) [1]:

1) формирование трафика – мостовая сеть TSN регулирует совместную передачу трафика различного типа через мосты с соответствующей гарантией времени;

2) управление сетевыми ресурсами – сеть TSN планирует работу оконечных устройств пользователей и сетевых узлов (мостов TSN) для передачи трафика с заданным качеством;

3) строгая синхронизация работы узлов – в сети TSN используется единый источник времени, от которого синхронизируются все элементы;

4) гарантированная надежность доставки данных – сеть TSN обеспечивает передачу нескольких копий одних и тех же кадров Ethernet по непересекающимся маршрутам.

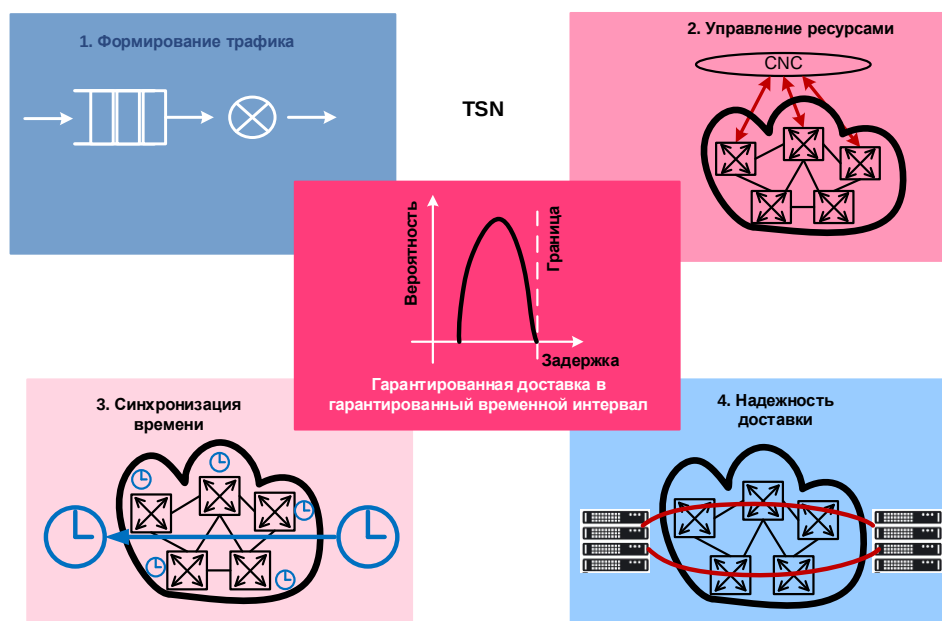


Рис. 2. Базовые механизмы технологии TSN

Fig. 2. Basic Mechanisms of TSN Technology

Используя эти механизмы, сеть TSN гарантирует минимальную задержку для критических данных с помощью различных методов организации очередей и формирования трафика, в частности резервируя сетевые ресурсы для критического трафика. Следует отметить, что сеть TSN может также передавать трафик стандартного Ethernet без гарантий качества обслуживания (Best Effort).

Планирование работы мостов TSN осуществляется на основе стандарта IEEE 802.1Qbv [3] (рисунок 3). Каждый выходной порт моста имеет 8 очередей с разными приоритетами обслуживания и по-

токи кадров из входных портов Ethernet поступают в свои очереди в соответствии с присвоенными им приоритетам. Каждая очередь имеет логический шлюз (обозначенный через G). Работа этих шлюзов описывается заранее спланированным Расписанием их открытия. Когда в фиксированный интервал времени t_i в соответствующем элементе столбца Расписания записано значение 1, это означает, что шлюз соответствующей очереди открыт, и поток может быть передан в выходной порт моста, а если значение элемента Расписания равно 0, то закрыт в течение данного интервала времени.

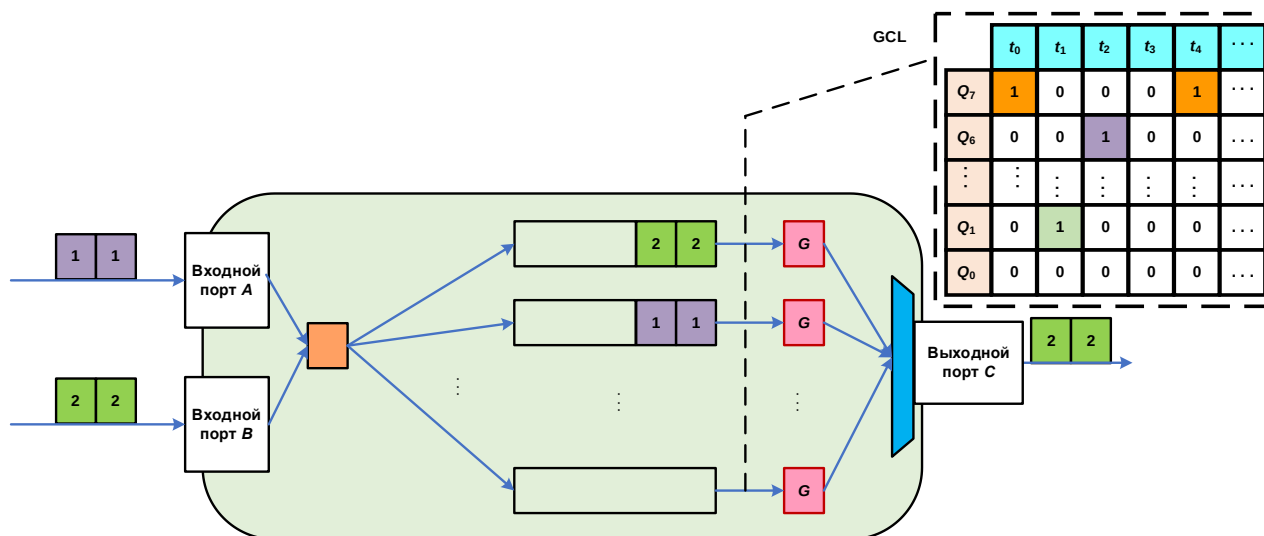


Рис. 3. Принцип работы моста TSN по расписанию GCL

Fig. 3. The Principle of Operation of the TSN Bridge According to the GCL Schedule

Если Расписание управления шлюзами имеет период реализации, то каждый шлюз будет открываться/закрываться циклически в соответствии с этим периодом.

Технология TSN широко используется в конвергентных сетях Ethernet с потоковой передачей аудио/видеоинформации и потоками данных управления в реальном времени для реализации различных бортовых сетей (аэрокосмических, автомобильных и других) или сетей управления промышленными объектами [17]. В семействе стандартов TSN имеются также так называемые профили, которые определяют набор инструментов TSN и описывают их использование в конкретной предметной области. Один из таких профилей для использования технологии TSN при реализации переднего транспортного сегмента Fronthaul в мобильных сетях 4G/5G приведен в стандарте IEEE 802.1CM [4].

Сегмент Fronthaul на базе TSN

Одной из характерных особенностей построения мобильных сетей 4G/5G является пространственное разделение традиционной базовой станции на ряд функциональных блоков. Для связи этих блоков используются соответствующие сегменты транспортной сети xHaul [18–20]. Одним из них является передний сегмент Fronthaul, который соединяет удаленные радиомодули RRU (аббр. от англ. Remote Radio Unit) с базовым блоком сети мобильной связи BBU (аббр. от англ. Base Band Unit). В стандарте IEEE 802.1CM [4] функциональные блоки распределенной базовой станции называются радиооборудованием RE (аббр. от англ. Radio Equipment) и блоком управления радиооборудованием REC (аббр. от англ. Radio Equipment Control) в интерфейсе CPRI или аналогично eCPRI Radio

Equipment (eRE) и eCPRI Radio Equipment Control (eREC) – в интерфейсе eCPRI. Как правило, блок eREC/REC, выполняющий функции обработки основной полосы частот BBU, располагается в удобно доступном месте, географически отделенном от блока eRE/RE, содержащим радиоантенну и соединенным с eREC/REC через транспортный сегмент Fronthaul (рисунок 4).

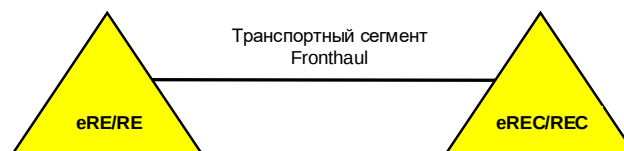


Рис. 4. Функциональные блоки базовой станции и транспортный сегмент Fronthaul в интерфейсах CPRI/eCPRI (источник: IEEE 802.1CM)

Fig. 4. Base Station Functional Blocks and Fronthaul Transport Segment in CPRI/eCPRI Interfaces (Source: IEEE 802.1CM)

Сегмент Fronthaul на физическом уровне реализуется в виде соединений «точка-точка» (P2P) с использованием «темного» оптоволокна, систем спектрального уплотнения WDM или радиорелейных линий (ПРЛ). Для реализации сегмента Fronthaul может быть использована также сеть с мостовым соединением на базе технологии TSN [4, 14]; в этом случае eRE/RE и eREC/REC являются конечными станциями, каждая из которых подключена к входному порту граничного моста (рисунок 5). В дополнение к двухточечному соединению мостовая сеть TSN способна при необходимости обеспечивать многоточечное и корневое многоточечное соединения Fronthaul между eRE/RE и eREC/REC. Мостовая сеть Fronthaul может использоваться для передачи и другого вида трафика (например, трафика промышленного Интернета вещей IIoT), если выполняются требования по качеству его обслуживания.

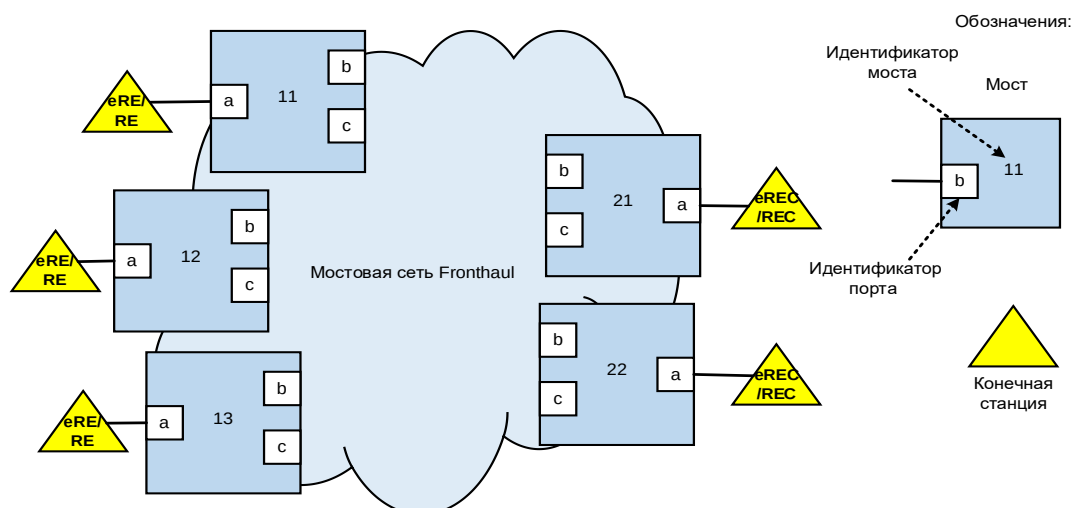


Рис. 5. Мостовая сеть Fronthaul на базе технологии TSN (источник: IEEE 802.1CM)

Fig. 5. Fronthaul Bridged Network Based on TSN Technology (Source: IEEE 802.1CM)

Сегмент Fronthaul должен обеспечивать минимальные задержки передачи данных, требует жесткой синхронизации частоты и фазы передаваемых сигналов, а также должен обладать большой полосой пропускания. Требования к характеристикам сегмента Fronthaul приведены в стандарте IEEE 802.1CM [4] (таблица 1).

Сквозная задержка трафика в мостовой сети Fronthaul

Маршрут передачи трафика в сегменте Fronthaul на базе технологии TSN, проходящий через N мостов, два из которых являются граничными, а остальные – транзитными, включает $(N - 1)$ канал передачи данных xEthernet между мостами (рисунок 6). Будем считать, что окончное оборудование RE/eRE и CRE/eCRE сегмента Fronthaul находится в непосредственной близости от граничных мостов TSN 1 и N , поэтому задержка передачи данных на этих участках Fronthaul практически равна нулю и при дальнейших расчетах не учитывается.

Тогда в общем случае максимальную одностороннюю сквозную задержку кадра рассматриваемого k -го потока трафика в сегменте Fronthaul на базе TSN T_{E2E}^k можно определить по формуле:

$$T_{E2E}^k = \sum_{i=1}^N T_{bridge_i}^k + \sum_{j=1}^{N-1} T_{xEthernet_j}^k$$

где $T_{bridge_i}^k$ – максимальная задержка кадра k -го потока в i -м мосту; $T_{xEthernet_j}^k$ – задержка кадра k -го потока в j -м канале xEthernet; N – общее количество мостов TSN на пути передачи трафика k -го потока в сегменте Fronthaul.

Задержка на одном сетевом переходе от моста к мосту измеряется от момента поступления последнего бита кадра Ethernet k -го потока в порт n исходящего моста A до момента поступления последнего бита этого кадра в порт m входящего моста B . Эта задержка передачи кадра k -го потока в j -м канале xEthernet между двумя смежными мостами на пути передачи трафика в сегменте Fronthaul зависит от типа среды передачи в канале и физической длины канала:

$$T_{xEthernet_j}^k = D_j / V_{xEthernet_j}$$

где D_j – физическая длина линии связи j -го канала xEthernet в сети Fronthaul к следующему мосту; $V_{xEthernet_j}$ – скорость распространения сигнала в физической среде j -го канала xEthernet.

ТАБЛИЦА 1. Требования к характеристикам сегмента Fronthaul (источник: IEEE 802.1CM)

TABLE 1. Fronthaul Segment Characterization Requirements (Source: IEEE 802.1CM)

Характеристики Fronthaul	Данные					
	пользователя		контроля и управления C&M		синхронизации	
	CPRI	eCPRI	CPRI	eCPRI	CPRI	eCPRI
Сквозная задержка	100 мкс	100 мкс (высокий приоритет) 1 мс (средний приоритет)	Не определено	1 мс (средний приоритет) 100 мс (низкий приоритет)	–	–
Вероятность потерь кадров	10^{-7}	10^{-7}	10^{-6}	10^{-7} (средний приоритет) 10^{-6} (низкий приоритет)	–	–
Абсолютная ошибка временной синхронизации	–	–	–	–	От 20 до 30 нс (в зависимости от категории A+, A, B или C и случая 1 или 2)	

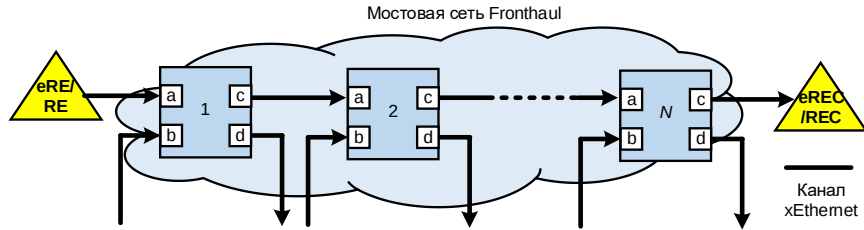


Рис. 6. Маршрут передачи трафика в мостовой сети Fronthaul

Fig. 6. Routing Traffic in a Bridged Fronthaul Network

Если скорость распространения сигнала в радиоканале можно считать равной скорости света 3×10^5 км/с, то в оптоволоконном канале она составляет около 69 % от скорости света в вакууме [21]. Следовательно, 1 км радиоканала вносит задержку чуть более 3,3 мкс, а оптического волокна – около 5 мкс.

Основная проблема определения задержки кадра в мосту состоит в том, что в выходной порт могут поступать кадры из разных входных портов (см. рисунок 6), и они создают дополнительную задержку обслуживания кадра рассматриваемого потока. Максимальная задержка кадра в мосту зависит от его приоритета относительно кадров других приоритетов. Рассчитаем максимальную задержку моста в наихудшем случае для потоков данных трафика с наивысшим приоритетом, например, информацию вызова мобильной связи в OFDM-форме в сегменте Fronthaul.

Максимальная задержка в i -м мосту $T_{bridge_i}^k$ для кадров k -го потока с наивысшим приоритетом определяется формулой:

$$T_{bridge_i}^k = T_{store_i} + T_{queue_i}^k + T_{frame_max}^k, \quad (1)$$

где T_{store_i} – внутренняя задержка пересылки данных с промежуточным хранением в i -м мосту; $T_{queue_i}^k$ – задержка кадра k -го потока в очереди i -го моста; $T_{frame_max}^k$ – время передачи кадра максимального размера k -го потока с наивысшим приоритетом в канале xEthernet, эту задержку можно определить по формуле:

$$T_{frame_max}^k = \frac{L_{frame_max}^k}{V_{xEthernet_j}}, \quad (2)$$

где $L_{frame_max}^k$ – максимальный размер кадра k -го потока с учетом преамбулы (Pre, от англ. Preamble), разделителя начала кадра (SFD, аббр. от англ. Start Frame Delimiter) и межкадрового интервала (IPG, аббр. от англ. Inter Packet Gap); $V_{xEthernet_j}$ – со скоростью передачи j -го выходного порта xEthernet моста.

Во внутреннюю задержку пересылки данных в i -м мосту с промежуточным хранением информации T_{store_i} входят все элементы задержки, являющиеся следствием внутренней обработки кадра в мосту TSN, такие как:

- время, необходимое для прохождения кадра от входного порта моста к выходному порту, при условии, что выходные очереди пусты;

- разница между моментом времени, когда кадр стал доступным для передачи в порту, и моментом времени, когда порт готов передать этот кадр; например, в случае, когда уровень MAC/RNU моста перешел в режим энергосбережения, может возникнуть задержка при переключении порта обратно в нормальный режим работы;

- разница, если таковая имеется, в задержке, возникающей у кадра, который поступает в пустую очередь, по сравнению с задержкой, возникающей у кадра, который должен быть поставлен в очередь;

- время, добавляемое (вычитаемое) при удлинении (сокращении) кадра из-за добавления (удаления) заголовков кадров, таких как Q -метки или MACSec-метки;

- время, необходимое для шифрования кадра MACSec.

Задержка кадра в очереди моста TSN происходит из-за взаимного влияния различных кадров xEthernet между собой как одного приоритета, так и разных приоритетов. Эта задержка для кадра k -го потока трафика в i -м мосту может быть разделена на две составляющих:

$$T_{queue_i}^k = T_{general_i}^k + T_{own_i}^k, \quad (3)$$

где $T_{general_i}^k$ – задержка кадра k -го потока в общей очереди i -го моста; $T_{own_i}^k$ – задержка кадра k -го потока в собственной очереди входящего потока в i -м мосту.

Задержка кадра в общей очереди $T_{general_i}^k$ вызвана тем, что кадр k -го потока был выбран для передачи до того, как он стал доступен для передачи, плюс задержка, вызванная поставленными в очередь кадрами из всех потоков трафика Fronthaul с более высоким приоритетом, чем k .

Наихудшей задержкой в общей очереди для потока с более высоким приоритетом является время передачи кадра xEthernet максимального размера с более низким приоритетом по сравнению с рассматриваемым k -м:

$$T_{general_i}^k = T_{frame_max}^{low}. \quad (4)$$

Если рассматриваемый k -й поток имеет наивысший приоритет, то отсутствует задержка в общей очереди, т. к. нет трафика с более высоким приоритетом. Если оператор мобильной сети устанавливает другому трафику, например, трафику техобслуживания сети O&M, тот же или более высокий приоритет, чем потокам трафика CPRI/eCPRI, тогда данный трафик способствует наихудшему варианту ожидания в собственной очереди потока или задержке в общей очереди выходного порта моста, которую необходимо учитывать при расчетах.

Задержка кадра в собственной очереди $T_{own,i}^k$ вызвана другими кадрами трафика того же приоритета, что и рассматриваемый кадр. Примеры данной задержки показаны на рисунке 7. Кадры 2, 5 и 8 принимаются в порту a , кадры 3 и 6 принимаются в порту b , а кадры 1, 4, 7 и 9 – в порту c мостов 11 и 12. Все кадры передаются в мостах через выходной порт d . Каждый поток трафика Fronthaul представляет собой периодический поток с постоянной скоростью передачи данных в одном временном окне. Каждый поступающий кадр, показанный на рисунках, передается в своем временном окне, только кадры 7 и 9 принадлежат одному потоку, т. е. данный поток включает в себя два кадра в одном временном окне, а все остальные потоки передают по одному кадру в рассматриваемом временном окне. Скорость передачи данных каждого порта xEthernet одинакова. Кадры поступают пачками во входные порты, и пачки прибывают примерно в одно и то же время. Мосты 11 и 12 принимают кадры в порядке увеличения их номеров. Порядок передачи зависит от реализации

моста и от того, как разрешаются условия конфликтов между кадрами (описано ниже). Наблюдаем кадр с номером 8. Если бы не было кадров, прибывающих ни в порт b , ни в порт c , то кадр 8 был бы передан без задержки постановки в очередь, т. е. кадры 2 и 5 не вызывают задержки постановки в собственную очередь для кадра 8, поскольку они передаются до приема этого кадра.

Обычно реализация моста ориентирована на справедливое распределение полосы пропускания для разных классов трафика, например, мост может гарантировать, что кадры, предназначенные для одного и того же выходного порта, передаются в порядке их приема. Мост 11 обеспечивает такую гарантию, поэтому кадры передаются в порядке поступления, как показано на рисунке 7а. В этом случае оба кадра, принятые в порту b , т. е. кадры 3 и 6, могут быть переданы перед кадром 8. Кроме того, все кадры до кадра 8, полученные в порту c , т. е. кадры 1, 4 и 7, также могут быть переданы до кадра 8. Поэтому в худшем случае пять кадров могут вызывать задержку в собственной очереди для кадра 8.

Порядок передачи кадров, полученных в одном и том же порту моста TSN, определяется стандартом IEEE 802.1Q. Однако он не определяет порядок передачи кадров, полученных в разных портах, это зависит от реализации моста. Без такой гарантии может случиться так, что кадр 9, поступивший после кадра 8, будет передан раньше, как показано на рисунке 7б, т. е. шесть кадров из других очередей вызовут задержку кадра 8 в собственной очереди.

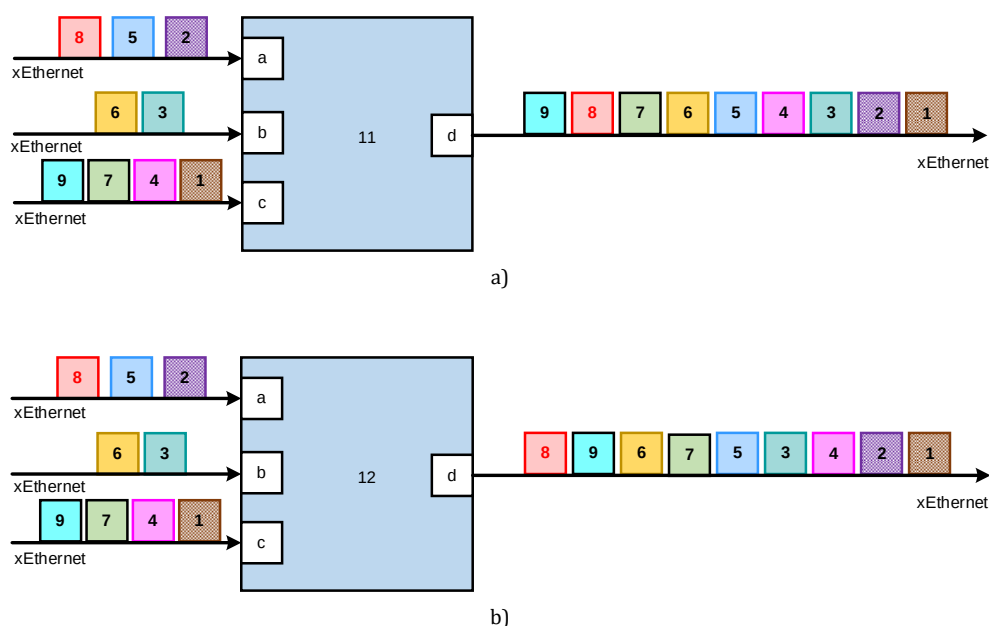


Рис. 7. Пример задержки в собственной очереди при гарантированном (а) и негарантированном (б) порядке обслуживания портов

Fig. 7. Example of Delay in own Queue with Guaranteed (a) and Non-Guaranteed (b) Order of Port Servicing

В самом худшем случае на задержку кадра в его собственной очереди будут влиять также кадры, полученные приблизительно в одно и то же время в других входных портах и предназначенные для того же выходного порта, что и рассматриваемый кадр. Этот факт необходимо учитывать при расчетах задержки кадра в мосту.

Часть задержки в собственной очереди потока, назовем ее «веерной», происходит в случае, когда кадры, принадлежащие к одному классу трафика и предназначенные для одного и того же выходного

порта, поступают на разные входные порты примерно в одно и то же время. Рисунок 8 иллюстрирует ситуацию веерной задержки, например, между кадрами 2, 3 и 1. Кадр 3 ставится в очередь и передается первым, затем кадр 2; кадр 1 передается последним из этих трех кадров. Кадры 5, 6 и 4 также находятся в ситуации веерной задержки, как и кадры 8 и 7. На рисунке 8а показан пример, когда мост 11 гарантирует, что данный кадр будет передан раньше, чем кадр, полученный позже, тогда как на рисунке 8б приведен пример, когда мост 12 не обеспечивает такой гарантии.

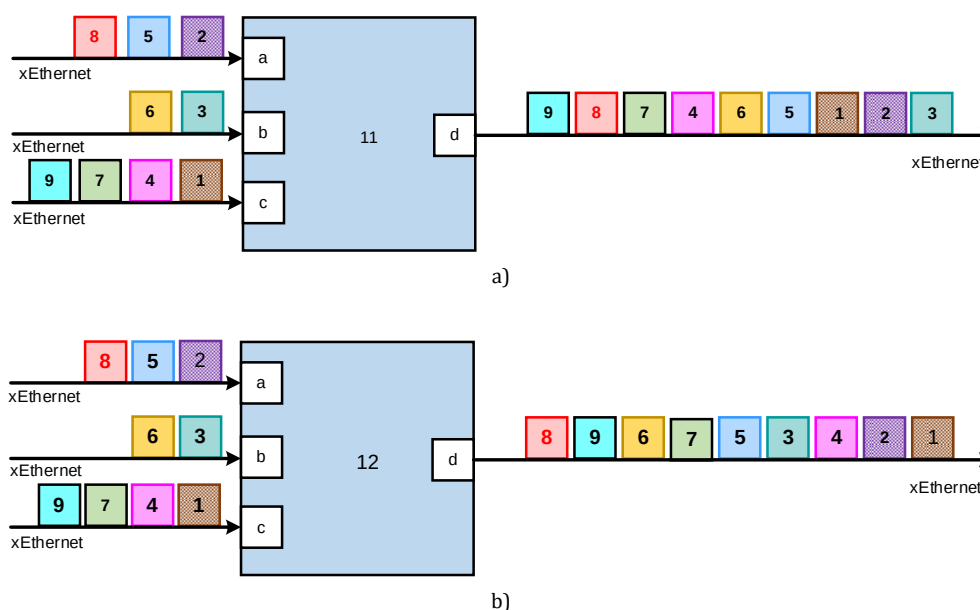


Рис. 8. Пример веерной задержки при гарантированном (а) и негарантированном (б) порядке обслуживания портов

Fig. 8. Example of Fanning Delay with Guaranteed (a) and Non-Guaranteed (b) Order of Port Servicing

Как видно из сравнения рисунков 7и и 8б, проще учитывать случаи веерной задержки как часть задержки в собственных очередях потоков, чем определять их по отдельности при расчете задержки в мосту для наихудшего случая.

Кадры нескольких потоков наивысшего приоритета, полученные в одном и том же входном порту моста, не вызывают задержку кадров других потоков в собственной очереди, если номинальная скорость передачи данных выходного порта, агрегирующего эти потоки, больше или равна 1) пропускной способности, необходимой для принятого трафика потоков с наивысшим приоритетом, предназначенных для агрегирующего выходного порта и 2) номинальной скорости передачи данных входного порта, трафик которого агрегируется.

Если высокоприоритетные потоки, обслуживаемые общим выходным портом p , поступают по N_p входным портам, то они вносят задержку в собственной очереди каждого высокоприоритетного потока, т.е. для высокоприоритетных потоков входного порта j необходимо учитывать трафик

мешающих высокоприоритетных потоков $(N_p - 1)$ -входных портов, передающих трафик на общий выходной порт p . Общее количество агрегированных высокоприоритетных потоков, поддерживаемых различными входными портами (кроме входного порта наблюдаемого потока), и определяет наихудшую задержку в очереди для кадра наблюдаемого потока. Т.е. сумма $M_{i,p}$ -потоков для $(N_p - 1)$ -портов дает количество мешающих потоков в наихудшем случае, которые могут вызвать задержку кадра в собственной очереди потока. В общем случае данные одного временного окна высокоприоритетного потока k могут переноситься в W_k -кадрах Ethernet, однако часто $W_k = 1$.

При расчете задержки кадра в собственной очереди в худшем случае необходимо учитывать максимальный размер кадра $xEthernet T_{frame_max}^k$. При этом необходимо учитывать, что высокоприоритетные потоки имеют задержку в собственной очереди только из-за других высокоприоритетных потоков, если в соответствующем классе трафика есть только такие потоки.

Таким образом, максимальная задержка кадров потоков с наивысшим приоритетом в собственной очереди, полученных во входном порту j и поступающих на выходной порт p , может быть рассчитана по формуле:

$$T_{own}^{j,p} = T_{frame_max}^k \times \sum_{i=1}^{Np} \sum_{k=1}^{Mi,p} Z_k^{i,p}, \quad (5)$$

где Np – количество входных портов, которые могут принимать мешающие кадры потоков с наивысшим приоритетом, передаваемые на выходной порт p ; Mi,p – количество потоков с наивысшим приоритетом, передаваемых с входного порта i на выходной порт p ; $Z_k^{i,p}$ – максимальное количество кадров высокоприоритетного потока k между входным портом i и выходным портом p , которые могут быть сгруппированы вместе в одном временном окне, прежде чем они будут получены входным граничным портом мостовой сети Fronthaul.

Необходимо учитывать, что если в соответствующем классе трафика есть лишь высокоприоритетные потоки, то они имеют задержку в собственной очереди моста только из-за других потоков.

Пример численного расчета

Рассмотрим пример расчета максимальной сквозной задержки в сегменте Fronthaul на базе мостовой сети TSN (рисунок 9). Исследуемый сегмент сети содержит 4 моста с номерами 11, 12, 13 и 14. В мосты включаются источники трафика S_i и получатели трафика L_j . В мосты 11 и 12 включены только источники трафика, в мост 13 – только получатель трафика, в мост 14 – источники и получатели, а мосты 12 и 13 являются еще и транзитными для соответствующих потоков. Каждый источник S_i отправляет данные соответствующему получателю L_j . Пусть источник S_1 имеет только один поток данных с высоким приоритетом для получателя L_1 , тогда как все остальные источники трафика имеют по два потока данных с высоким приоритетом. Кроме того, каждый источник имеет поток данных Best Effort с низким приоритетом для своего получателя.

Рассмотрим поток между источником S_1 и получателем L_1 , т. к. он имеет наибольшее расстояние с

точки зрения количества сетевых переходов, а, следовательно, в нем будет наибольшая задержка передачи трафика. При максимальной полезной нагрузке данных пользователя 1500 байт максимальный размер кадра xEthernet, который помечен меткой IEEE 802.1Q C-VLAN, составляет 1522 байта для потоков как с высоким, так и с низким приоритетами. Пусть каждый двухточечный канал Ethernet имеет скорость передачи данных 10 Гбит/с. Предположим, что внутренняя обработка данных с промежуточным хранением в мосту $T_{store,i}$ в наихудшем случае составляет 6 мкс для каждого моста. В рассматриваемом примере скорость передачи каждого потока высокоприоритетных данных принята равной 1,5 Гбит/с.

Рассмотрим анализ задержек в мостовой сети Fronthaul на базе технологии TSN для случая профиля А, определенном в стандарте IEEE 802.1CM [4]. Особенностью этого профиля реализации Fronthaul является использование в мостах очередей со строгими приоритетами без каких-либо расширенных функций, например вытеснения кадра. В этом случае задержка данных с высоким приоритетом в мосту в наихудшем случае может быть определена в соответствии с (1).

В выражениях (1 и 2) используется максимальный размер кадра Ethernet высокоприоритетного потока $L_{frame_max}^k$, который, кроме полезной нагрузки в 1500 байт и метки C-VLAN размером 22 байта, включает преамбулу Pre, разделитель начального кадра SFD и межкадровый интервал IPG, и в сумме равен 1542 байтам. Для канала Ethernet 10 Гбит/с время передачи такого кадра составляет $t_{frame}^{max} = 1,2336$ мкс.

Максимальная задержка кадра рассматриваемого k -го потока в собственной очереди $T_{own,i}^k$ варьируется от моста к мосту. Так на основании (2) для моста 11 задержка рассматриваемого высокоприоритетного потока от S_1 равна $T_{own,12}^{S_1} = 2 \times t_{frame}^{max} = 2,4672$ мкс, поскольку высокоприоритетные данные, предназначенные для выходного порта c , поступают в два входных порта a и b , и в худшем случае оба кадра, полученные в порту b , могут задерживать кадр, полученный в порту a , как показано на рисунке 10а.

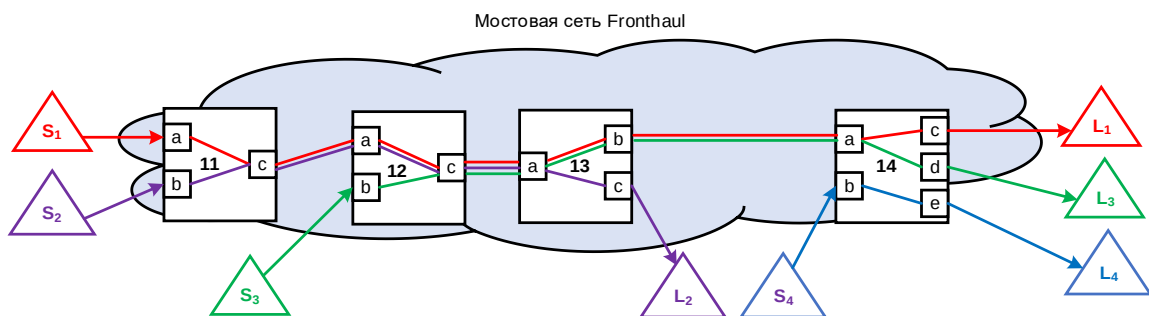


Рис. 9. Пример мостовой сети Fronthaul на базе технологии TSN
Fig. 9. Example of a Fronthaul Bridged Network Based on TSN Technology

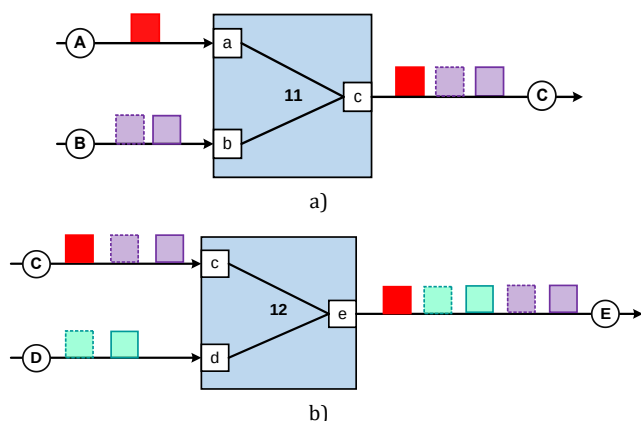


Рис. 10. Задержка высокоприоритетного потока ИТ1 в собственной очереди в мосту 11 (а) и 12 (б)

Fig. 10. Delay of High Priority Thread IT1 in Its Own Queue in Bridge 11 (a) and 12 (b)

Аналогичная задержка рассматриваемого потока в мосту 12 равна $T_{own_13}^{S1} = 2 \times t_{frame}^{max} = 2,4672$ мкс, поскольку оба кадра, полученные в порту d , могут быть переданы портом e раньше, чем кадр, полученный в порту c , как показано на рисунке 10b.

В мосту 13 нет собственных очередей для потоков, поскольку он имеет только один входной порт, т. е. $T_{own_13}^{S1} = 0$.

Только один поток данных с высоким приоритетом предназначен для каждого выходного порта моста 14, следовательно у потоков в этом мосту также нет собственных очередей, т. е. $T_{own_14}^{S1} = 0$.

Согласно (2), задержка в общей очереди определяется временем передачи кадра трафика с более низким приоритетом максимального размера, который также составляет 1522 байта, таким образом, $T_{general_i}^k = t_{frame}^{max} = 1,2336$ мкс. Максимальные задержки в каждом мосту и суммарная сквозная задержка рассматриваемого потока во всех мостах сети для наихудшего случая приведены в таблице 2.

ТАБЛИЦА 2. Задержки в мостовой сети Fronthaul с Профилем А

TABLE 2. Delays in a Fronthaul Bridged Network with Profile A

Номер моста	11	12	13	14	Суммарная сквозная задержка
Максимальная задержка, мкс	10,9344	10,9344	8,4672	8,4672	38,8032

Таким образом, если бюджет сквозной задержки в сегменте Fronthaul для пользовательских данных CPRI/eCPRI с наивысшим приоритетом составляет 100 мкс, то суммарная задержка передачи в каналах 10GEthernet между мостами в рассматриваемом примере будет – 61,1968 мкс. В этом случае при использовании оптоволоконных линий связи для реализации сегмента Fronthaul расстояние между мостом 11, подключенным к S_1 , и мостом 14, подключенным к L_1 , не должно превышать 12 км.

Заключение

Одной из главных задач «Стратегии развития отрасли связи Российской Федерации на период до 2035 года» (утвержденной распоряжением Правительства Российской Федерации от 24 ноября 2023 г. № 3339-р) является «поэтапное внедрение новых поколений сетей связи на основе российских технологий в соответствии с основными тенденциями развития связи в мире». На первом этапе реализации Стратегии (2023–2030 гг.) запланированы разработка и внедрение на сетях связи российского оборудования 4G стандарта LTE, а также разработка и опытная эксплуатация российского оборудования стандартов 5G и 6G-Ready.

При построении мобильных сетей 4G/5G с централизованной архитектурой обработки радиоданных одной из важнейших задач является реализация переднего сегмента транспортной сети Fronthaul. Обусловлено это тем, что передача данных в этом сегменте должна осуществляться со строгими гарантиями задержки и синхронизации.

Сквозные задержки в сегменте Fronthaul, построенном на базе технологии чувствительных ко времени сетей TSN, при передаче трафика различного вида в интерфейсах CPRI/eCPRI регламентируются стандартом IEEE 802.1CM. Для высокоприоритетного трафика они не должны превышать 100 мкс. Обеспечение таких малых задержек зависит от двух основных факторов – от физической длины сегмента Fronthaul и задержек в очередях мостов, которые определяются заранее спланированными Расписаниями работы выходных портов мостов TSN Ethernet. Таким образом предложенная в статье методика расчета односторонних сквозных задержек в сегменте Fronthaul на базе технологии TSN может использоваться на практике как при анализе, так и при синтезе Расписания.

В случае анализа при заданном Расписании работы мостов находятся задержки в них и с учетом граничных сквозных задержек в сегменте Fronthaul определяются допустимые задержки в каналах xEthernet, которые позволяют найти допустимую физическую длину сегмента. При синтезе Расписания, когда известна физическая длина сегмента Fronthaul, производится выбор длительностей временных окон открытия выходных портов мостов и порядка передачи через них потоков трафика различных приоритетов из входных портов с учетом соблюдения ограничений на сквозные задержки на основе рассчитанных значений задержек в мостах.

В дальнейшем планируется рассмотреть методику определения сквозных задержек передачи трафика Fronthaul с более низким приоритетом, обслуживаемого в мостовой сети TSN Ethernet с использованием кредитного формирователя CBS (аббр. от англ. Credit Based Shaping) [1].

Список источников

1. Росляков А.В., Герасимов В.В., Мамошина Ю.С., Сударева М.Е. TSN – сети Ethernet, чувствительные ко времени // Инфокоммуникационные технологии. 2021. Т. 19. № 2. С. 187–201. DOI:10.18469/ikt.2021.19.2.07. EDN:WSHBML
2. Росляков А.В. СЕТЬ 2030: архитектура, технологии, услуги. М.: ООО «ИКЦ «Колос-с», 2022. 278 с.
3. Росляков А.В., Герасимов В.В., Мамошина Ю.С., Сударева М.Е. Стандартизация синхронизируемых по времени сетей TSN // Стандарты и качество. 2021. № 4. С. 48–53. DOI:10.35400/0038-9692-2021-4-48-53. EDN:UYWULY
4. Institute of Electrical and Electronics Engineers. 802.1CM-2018. IEEE Standard for local and metropolitan area networks. Time-Sensitive Networking for Fronthaul. IEEE; 2018. DOI:10.1109/IEEESTD.2018.8376066
5. Pérez G.O., López D.L., Hernández J.A. 5G New Radio Fronthaul Network Design for eCPRI-IEEE 802.1CM and Extreme Latency Percentiles // IEEE Access. 2019. Vol. 7. PP. 82218–82230. DOI:10.1109/ACCESS.2019.2923020
6. Bhattacharjee S., Katsalis K., Arouk O., Schmidt R., Wang T., An X., et al. Network Slicing for TSN-Based Transport Networks // IEEE Access. 2021. Vol. 9. PP. 62788–62809. DOI:10.1109/ACCESS.2021.3074802
7. Chinchilla-Romero L., Prados-Garzon J., Ameigeiras P., Muñoz P., Lopez-Soler J.M. 5G Infrastructure Network Slicing: E2E Mean Delay Model and Effectiveness Assessment to Reduce Downtimes in Industry 4.0 // Sensors. 2022. Vol. 22. Iss. 1. P. 229. DOI:10.3390/s22010229
8. Pérez G.O., Hernández J.A., López D.L. Fronthaul network modeling and dimensioning meeting ultra-low latency requirements for 5G // Journal of optical communications and networking. 2018. Vol. 10. Iss. 6. PP. 573–581. DOI:10.1364/JOCN.10.000573
9. Gowda A., Hernández, J.A. Larrabeiti D., Kazovsky L. Delay analysis of mixed fronthaul and backhaul traffic under strict priority queueing discipline in a 5G packet transport network // Transactions on Emerging Telecommunications Technologies. 2017. Vol. 28. Iss. 6. P. e3168. DOI:10.1002/ett.3168
10. Bhattacharjee S., Schmidty R., Katsalis K., Changy C.-Y., Bauschert T., Nikaeiny N. Time-Sensitive Networking for 5G Fronthaul Networks // Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC, Dublin, Ireland, 07–11 June 2020). IEEE, 2020. DOI:10.1109/ICC40277.2020.9149161
11. Chitimalla D., Bhattacharjee S., Schmidty R., Katsalis K., Changy C.-Y., Bauschert T., Nikaeiny N. 5G Fronthaul – Latency and Jitter Studies of CPRI over Ethernet // Journal of Optical Communications and Networking. 2017. Vol. 9. Iss. 2. PP. 172–182. DOI:10.1364/JOCN.9.000172
12. Atiq M.K., Muzaffar R., Seijo Ó., Val I., Bernhard H.-P. When IEEE 802.11 and 5G Meet Time-Sensitive Networking // IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society. 2021. Vol. 3. PP. 14–36. DOI:10.1109/OJIES.2021.3135524
13. Kumar U., Gupta A. Fundamentals of 5G: Emphasis on fronthaul and TSN protocols. 2021. 114 p. ASIN:B09CJ47V4G.
14. Типаков В.С., Яковлев В.А. Особенности построения Аnyhaul сетей 5G RAN // Вестник Астраханского государственного технического университета. 2020. №1(69). С. 38–43. DOI:10.24143/1812-9498-2020-1-38-43. EDN:IPWONS
15. Лихтциндер Б.Я. Особенности TSN // Вестник связи. 2021. № 7. С. 32–37. EDN:LHOQTW
16. Лихтциндер Б.Я. Сети Ethernet с детерминированными задержками // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки». 2022. Т. 30. № 3(75). С. 81–97. DOI:10.14498/tech.2022.3.6. EDN:EUMFSA
17. Берёзкин А.А., Паршин А.А., Парфенов Д.Д., Киричек Р.В. Анализ стандартов сетей, синхронизируемых по времени, для управления роботизированными системами в режиме реального времени // Электросвязь. 2023. № 6. С. 20–31. DOI:10.34832/ELSV.2023.43.6.003. EDN:LWDQXI
18. Коган С. Стандартизация решений и сегментирование транспортного уровня сети 5G // Первая миля. 2021. № 2(94). С. 40–47. DOI:10.22184/2070-8963.2021.94.2.40.47. EDN:KUCZTI
19. Богданова Е., Шишков К. Сегменты транспортной сети 5G // Connect. 2020. № 5-6. С. 84–87.
20. Коган С. Транспортная оптическая инфраструктура для 5G // Connect. 2020. № 5-6. С. 74–80.
21. Яковлев В. Основы оптоволоконной техники // Современная электроника и технологии автоматизации. 2002. № 4. URL: <https://www.cta.ru/articles/cta/spravochnik/v-zapisnuyu-knizhku-inzhenera/125348> (дата обращения 31.01.2024)

References

1. Roslyakov A.V., Gerasimov V.V., Mamoshina Yu.S., Sudareva M.E. TSN Ethernet – Time Sensitive Networking. *Infokommunikacionnue Tehnologii*. 2021;19(2):187–201. DOI:10.18469/ikt.2021.19.2.07. EDN:WSHBML
2. Roslyakov A.V. *NETWORK 2030: Architecture, Technology, Services*. Moscow: ICC Kolos-s Publ.; 2022. 278 p.
3. Roslyakov A.V., Gerasimov V.V., Mamoshina Yu.S., Sudareva M.E. Time Sensitive Networking Standardization. *Standards and Quality*. 2021;4:48–53. DOI:10.35400/0038-9692-2021-4-48-53. EDN:UYWULY
4. Institute of Electrical and Electronics Engineers. 802.1CM-2018. *IEEE Standard for local and metropolitan area networks. Time-Sensitive Networking for Fronthaul*. IEEE; 2018. DOI:10.1109/IEEESTD.2018.8376066
5. Pérez G.O., López D.L., Hernández J.A. 5G New Radio Fronthaul Network Design for eCPRI-IEEE 802.1CM and Extreme Latency Percentiles. *IEEE Access*. 2019;7:82218–82230. DOI:10.1109/ACCESS.2019.2923020
6. Bhattacharjee S., Katsalis K., Arouk O., Schmidt R., Wang T., An X., et al. Network Slicing for TSN-Based Transport Networks. *IEEE Access*. 2021;9:62788–62809. DOI:10.1109/ACCESS.2021.3074802
7. Chinchilla-Romero L., Prados-Garzon J., Ameigeiras P., Muñoz P., Lopez-Soler J.M. 5G Infrastructure Network Slicing: E2E Mean Delay Model and Effectiveness Assessment to Reduce Downtimes in Industry 4.0. *Sensors*. 2022;22(1):229. DOI:10.3390/s22010229
8. Pérez G.O., Hernández J.A., López D.L. Fronthaul network modeling and dimensioning meeting ultra-low latency requirements for 5G. *Journal of Optical Communications and Networking*. 2018;10(6):573–581. DOI:10.1364/JOCN.10.000573

9. Gowda A., Hernández J.A., Larrabeiti D., Kazovsky L. Delay analysis of mixed fronthaul and backhaul traffic under strict priority queueing discipline in a 5G packet transport network. *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*. 2017;28(6):e3168. DOI:10.1002/ett.3168
10. Bhattacharjee S., Schmidty R., Katsalis K., Changy C.-Y., Bauschert T., Nikaeiny N. Time-Sensitive Networking for 5G Fronthaul Networks. *IEEE International Conference on Communications, 07–11 June 2020, Dublin, Ireland*. IEEE; 2020. DOI:10.1109/ICC40277.2020.9149161
11. Chitimalla D., Kondepu K., Valcarengi L., Tornatore M., Mukherjee B. 5G Fronthaul – Latency and Jitter Studies of CPRI over Ethernet. *Journal of Optical Communications and Networking*. 2017;9(2):172–182. DOI:10.1364/JOCN.9.000172
12. Atiq M.K., Muzaffar R., Seijo O., Val I., Bernhard H.-P. When IEEE 802.11 and 5G Meet Time-Sensitive Networking. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*. 2021;3:14–36. DOI:10.1109/OJIES.2021.3135524
13. Kumar U., Gupta A. *Fundamentals of 5G: Emphasis on fronthaul and TSN protocols*. 2021. 114 p. ASIN:B09CJ47V4G
14. Tipakov V.S., Yakovlev T.A. Characteristics of Building Anyhaul 5G RAN. *Vestnik of Astrakhan State Technical University*. 2020;1(69):38–43. DOI:10.24143/1812-9498-2020-1-38-43. EDN:IPWONS
15. Likhtsinder B.Ya. Features TSN. *Vestnik svyazi*. 2021;7:32–37. EDN:LHOQTW
16. Lichtsinder B.Ya. Ethernet networks with deterministic delays. *Vestnik of Samara State Technical University (Technical Sciences Series)*. 2022;30(3):81–97. DOI:10.14498/tech.2022.3.6. EDN:EUMFSA
17. Berezkin A.A., Parshin A.A., Parfenov D.D., Kirichek R.V. Analysis of time-synchronized network standards for real-time control of robotic systems. *Elektroschvyaz*. 2023;6:20–31. DOI:10.34832/ELSV.2023.43.6.003. EDN:LWDQXI
18. Kogan S. Standardization of solutions and segmentation of the transport layer of the 5G network. *First Mile*. 2021;2(94):40–47. DOI:10.22184/2070-8963.2021.94.2.40.47. EDN:KUCZTI
19. Bogdanova E., Shishkov K. Segments of the 5G transport network. *Connect*. 2020;5-6:84–87.
20. Kogan S. Transport optical infrastructure for 5G. *Connect*. 2020;5-6:74–80.
21. Yakovlev V. Fundamentals of fiber optic technology. *Sovremennaya elektronika i tekhnologii avtomatizatsii*. 2002;4. URL: <https://www.cta.ru/articles/cta/spravochnik/v-zapisnuyu-knizhku-inzhenera/125348> [Accessed 31.01.2024]

Статья поступила в редакцию 19.01.2024; одобрена после рецензирования 30.01.2024; принята к публикации 31.01.2024.

The article was submitted 19.01.2024; approved after reviewing 30.01.2024; accepted for publication 31.01.2024.

Информация об авторах:

РОСЛЯКОВ
Александр Владимирович

доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой сетей и систем связи Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики

 <https://orcid.org/0000-0003-3130-8262>

ГЕРАСИМОВ
Вячеслав Васильевич

аспирант кафедры сетей и систем связи Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики

 <https://orcid.org/0009-0004-7791-7981>

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 004.42

DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-86-96



Методология проведения реверс-инжиниринга машинного кода.

Часть 3. Динамическое исследование и документирование

✉ Константин Евгеньевич Израйлов, konstantin.izrailov@mail.ru

Санкт-Петербургский Федеральный исследовательский центр Российской академии наук,
Санкт-Петербург, 199178, Российская Федерация

Аннотация: Изложены результаты создания единой методологии проведения реверс-инжиниринга машинного кода устройств. Данная, третья заключительная часть цикла статей посвящена динамическому исследованию кода с целью восстановления метайнформации о нем и дополнительному поиску уязвимостей, а также итоговому документированию результатов. Проводится обзор научных публикаций на тему существующих методов и средств динамического анализа машинного кода. Дается детальное описание и формализация шагов этапа, а также примеры их применения на практике. Полная схема предлагаемой методологии приводится в графическом виде с указанием получаемых основных и промежуточных результатов. Все шаги сведены в сводную таблицу, содержащей также некоторые их характеристик. Обсуждаются недостатки методологии и пути их устранения.

Ключевые слова: реверс-инжиниринг, обратная разработка, программная инженерия, динамический анализ, документирование, информационная безопасность, уязвимости, методология, схема

Ссылка для цитирования: Израйлов К.Е. Методология проведения реверс-инжиниринга машинного кода. Часть 3. Динамическое исследование и документирование // Труды учебных заведений связи. 2024. Т. 10. № 1. С. 86–96. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-86-96. EDN:NZUJAZ

Methodology for Reverse Engineering of Machine Code. Part 3. Dynamic Investigation and Documentation

✉ Konstantin Izrailov, konstantin.izrailov@mail.ru

Saint-Petersburg Federal Research Center of the Russian Academy of Sciences,
St. Petersburg, 199178, Russian Federation

Abstract: The results of creating a unified methodology for reverse engineering the machine code of devices are presented. This, the third and final part of the series of articles, is devoted to the dynamic examination of code in order to restore metainformation about it and additionally search for vulnerabilities, as well as the final documentation of the results. A review of scientific publications on the topic of existing methods and tools for dynamic analysis of machine code is carried out. A detailed description and formalization of the steps of the stage is given, as well as examples of their application in practice. A complete diagram of the proposed methodology is presented in graphical form, indicating the main and intermediate results obtained. All steps are summarized in a summary table, which also contains some of their characteristics. The shortcomings of the methodology and ways to eliminate them are discussed.

Keywords: *reverse engineering, backwards engineering, software engineering, dynamic analysis, documentation, information security, vulnerabilities, methodology, diagram*

For citation: Izrailov K. Methodology for reverse engineering of machine code. Part 3. Dynamic investigation and documentation. *Proceedings of Telecommun. Univ.* 2024;10(1):86–96. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-86-96. EDN:NZUJAZ

Введение

Реверс-инжиниринг (далее – РИ) [1] машинного кода (далее – МК) является актуальной задачей, обусловленной необходимостью восстановления принципов и деталей работы программного обеспечения при отсутствии его исходного кода (далее – ИК). Однако, несмотря на востребованность в РИ, на текущий момент наблюдаются лишь частные решения по его приложению для реальных задач, что может обосновываться научной и практической сложностью данного процесса. Существует некоторое количество книг, монографий, статей и программных средств по анализу МК на предмет понимания логики его работы и частичного восстановления псевдокода (т. е. кода на языке программирования, близкого, но не обязательно совпадающего с ИК, из которого был получен МК). Восстановление алгоритмов псевдо или ИК считается типовой задачей, но, как правило, решаемой лишь для отдельных подпрограмм, а не для всей программы или же их совокупности. Архитектура программного обеспечения в принципе не имеет достаточно четкого определения и редко соотносится именно с МК, который по сравнению с ней является существенно более низкоуровневым представлением. Также не всегда рассматриваются взаимодействия между программами, не говоря уже о возможности применения интеллектуальных методов в интересах РИ. Основное же «упущение», по мнению автора, заключается в полном отсутствии какой-либо общей методологии РИ, обоснованной как с теоретической, так и с практической стороны.

В первых двух частях цикла статей давалось общее представление о предлагаемой автором методологии РИ (далее – Методология), вводилась онтологическая модель предметной области и описывались шаги 2-х следующих этапов: подготовка МК целой программной системы к РИ [2] и его статическое исследование (т. е. без выполнения программ) [3]. Таким образом, в данной завершающей части цикла статей будут описаны оставшиеся 2 этапа Методологии – динамическое исследование МК (т.е. с выполнением программ) с целью уточнения результатов статического исследования и их документирования; также будут даны ее итоговая схема и сводная таблица с систематизацией всех шагов.

Обзор работ

Проведем обзор работ, посвященных вопросу РИ в части существующих методов и средств для динамического анализа МК; как и в обзоре предыдущей

статьи цикла, целью будет выделение шагов такого анализа, их принципов и особенностей. Все это позволит построить этапы Методологии, относящиеся к динамическому исследованию МК. Вопросы документирования результатов РИ будут оставлены без внимания, поскольку хотя и необходимы для логичного завершения процесса, однако выходят за рамки предметной области.

Работа [4] посвящена поиску ошибок в МК, основанных на переполнении буфера и последующем выходе за его границы. Одной из причин этого указываются ошибки в работе цикла с доступом к элементу массива. Описывается процесс анализа МК для выявления таких потенциально опасных циклов по работе со строками, основанный на следующих критериях: индуктивность переменной, связанной с ячейкой памяти; обращение к памяти на каждой итерации; тождественность размера символа строки, ячейки памяти и инкрементации переменной цикла. Также определяется тип цикла по следующим критериям: а) для копирования строк – наличие двух буферов с доступом на каждой итерации (к первому – на чтение, ко второму – на запись); равенство элементов буферов с одинаковым индексом после каждой итерации; б) для вычисления длины строк – наличие одного буфера с доступом на чтение на каждой итерации; значение индуктивной переменной после окончания цикла совпадает с длиной строки в буфере. Таким образом возможно прогнозировать ошибки типа переполнения буфера. Очевидно, что для применения такого процесса на практике необходимо проведение динамического анализа или его альтернативы, близкой и к статическому анализу – символьному выполнению [5].

Работа [6] описывает разработку «расширяемого дизассемблера», суть которого заключается в формализованном платформенно-независимом описании инструкций МК программы на основании спецификации архитектуры процессора. Делается краткий обзор такого рода декодеров и их моделей представления инструкций, а именно следующих: libdisasm, IDA Pro, OllyDbg, LibVEX, Zynamics BinAudit, TSL и др. Описываются детали и особенности разработки дизассемблера, такие, как собственный язык описания архитектуры, работающий прототип для x86 и S/390 и т. п. Описанный подход может быть применен для создания унифицированных отладчиков МК.

В исследовании [7] приводятся различные средства проведения динамического анализа МК при таких операциях, как перехват вызовов, модификация

бинарного кода и т. п. Описываются следующие механизмы анализа: мониторинг вызываемых функций, анализ их параметров, отслеживание информационных потоков и последовательностей инструкций МК. Приводятся механизмы анти-отладки, состоящие из самомодификации кода, его упаковки, определения средств отладки, применения логических бомб и мониторинга производительности работы (которая, очевидно, при отладке снижается). Основная идея авторов в части глубокого динамического анализа заключается в обеспечении полного контроля за работой исследуемой программы в тестовой среде. Для этого, в частности, предлагается контролировать доступ к страницам памяти, вызовы системных функций и динамически сгенерированный код, а также перехватывать отдельные функции, их параметры и возвращаемые значения. Указывается возможность применения машинного обучения для классификации вредоносных программ по указанным ранее событиям, возникающим при выполнении МК.

В работе [8] исследуется возможность автоматизации деления МК на логические блоки, одной из целей чего является поиск уязвимостей. В интересах последнего предлагается применять (в том числе) такие виды динамического анализа, как Fuzzing – т. е. тестирование программы в некоторой среде путем подачи на ее вход большого набора данных с целью вызвать некорректное поведение исследуемого образца.

Диссертационное исследование [9] посвящено восстановлению алгоритмов программы путем ее динамического анализа; при этом, для представления алгоритмов выбирается машинно-независимая форма. Для решения указанной задачи предлагается применять трассировку выполнения МК. Указаны два проблемных вопроса такого рода динамических исследований – влияние анализа на поведение программы и ограниченность его охвата. В результате исследования автором получен метод для совмещения трасс выполнения программы с учетом возможной модификации ее МК, метод представления алгоритмов в машинно-независимом виде, соответствующая нотация представления инструкций МК, а также разработанный инструментарий. Расширение набора трасс, которые зависят от входных параметров программы, осуществляется за счет осведомленности эксперта-аналитика об объекте исследования.

Исследование [10] представляет инструмент (а точнее, целую инфраструктуру) VMAD (аббр. от *англ.* Virtual Machine for Advanced Dynamic analysis, *перев. на русс.* Виртуальная Машина для Расширенного Динамического анализа) для исследования МК для x86_64 архитектуры путем его выполнения. Продукт использует динамическую трансляцию, что существенно повышает производительность

выполнения. Особое внимание в VMAD уделяется контролю доступа к критическим частям памяти, в том числе, при выполнении циклов. Продукт поддерживает загрузку отдельных модулей для разно-стороннего динамического анализа МК.

Согласно сделанным обзорам, существует некоторое количество публикаций, посвященных непосредственно методам и средствам динамического исследования МК и восстановлению из них информации, подходящей для экспертного анализа; при этом, в основном рассматриваются задачи автоматического анализа МК, декодирования его инструкций и получения из него алгоритмов (хотя и в платформенно-независимом представлении). Вопросы же глубокого экспертного анализа с целью получения такой высокоуровневой метаинформации о МК, как архитектура или концептуальная модель, оставлены практически без внимания. С этой позиции, описываемый далее Этап 3 Методологии, безусловно, будет иметь научную ценность, поскольку практически каждый его шаг может стать отдельным направлением научного исследования.

Схема Методологии

Онтологическая модель

В первой статье цикла была введена онтологическая модель предметной области, лежащая в основе Методологии [2]. Для более точного и корректного описания шагов текущих (3-го и 4-го) этапов Методологии повторно приведем ее основные сущности (которые далее будут писаться с большой буквы):

- 1) Машинный код – представление логики работы программ в виде инструкций процессора;
- 2) Программа – бинарный файл с МК и дополнительной информацией;
- 3) Программная система – совокупность взаимодействующих Программ;
- 4) Образ – представление Программной системы в виде монолитного файла;
- 5) Устройство хранения – устройство для получения и выполнения загруженного Образа;
- 6) Метаинформация – сведения о функционале МК (псевдокод, алгоритмы, архитектура, концептуальная модель и т. п.);
- 7) Реверс-инжиниринг – процесс восстановления Метаинформации о МК;
- 8) Уязвимость – отличие реализации МК от задуманной или заявленной, приводящее к возникновению информационных угроз.

Графическое представление

Предлагаемая Методология состоит из 4 этапов, шаги 1-го и 2-го из которых были детально расписаны в предыдущих статьях цикла. Таким образом, в данной финальной статье цикла будет завершено представление Методологии путем описания ее шагов для 3 и 4 Этапов. Как и раньше, идентификаторы шагов имеют следующую запись: X.Y, где X –

номер этапа, Y – порядковый номер выполнения в рамках этапа. Полная схема Методологии в графическом виде представлена на рисунке 1. На схеме используются следующие обозначения: прямоугольник с белым фоном – результат применения шага; круг со светло-желтым фоном – идентификатор шага в текущей статье цикла; круг с темно-желтым фоном – идентификатор шага в предыдущей статье цикла; сплошная стрелка – основное действие шага над результатом предыдущего; пунктирная стрелка – дополнительное использование шагом результатов другого шага; прямоугольник с закругленными краями и надписью – группа логически связанных элементов (синий фон – для текущего этапа, серый фон – для предыдущего и последующих этапов); пунктирный прямоугольник с надписью – область шагов определенного этапа. Так, область «Этап 1. Подготовка объекта исследования» соответствует шагам (кроме 2.7 и 2.8), описанным в 1-й статье цикла, область «Этап 2, 3. Анализ объекта исследования» – шагам, описанным в предыдущей (для статического исследования) и текущей (для динамического исследования) статьях, область «Этап 4. Документирование» – шагам также для текущей статьи цикла.

Согласно схеме (см. рисунок 1) в данной части статьи будут расписаны Шаги с 3.1 по 4.4; они полностью определяют Этапы 3 и 4, поскольку предназначены для анализа МК динамическими способами, а также документирования результатов.

Этап 3. Динамическое исследование

Этап предназначен для выполнения дополнительного (или уточняющего) анализа МК путем его выполнения (как целиком, так и отдельных частей) в аппаратной или в виртуальной среде – что отражает динамичность исследования. Шаги являются крайне специфичными для конкретных Программ, в основном имеют ручное выполнение с высоким уровнем «творчества» эксперта и, поэтому, описываются без деталей. По возможности, будем давать примеры применения шагов, используя рассмотренный в предыдущих статьях цикла DXE-драйвер UEFI-фазы BDS (аббр. от англ. Boot Device Selection, перев. на русс. Выбор Загрузочного Устройства) [11] с именем BdsDxe.efi из материнской платы PRIME Z490-A производства ASUSTeK COMPUTER INC.

Шаг 3.1. Анализ выбранной подпрограммы для уточнения ее псевдокода

Шаг заключается в отслеживании и понимании влияния области МК на процессорные регистры и память (т. е. переменные), что позволит уточнить детали псевдокода [12]. Как результат, можно восстановить отдельные математические выражения, ручной статический анализ которых на Шаге 2.4 оказался затруднительным. Формальная запись шага (Step_{3.1}) имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} PseudoCode'' &= \\ &= Step_{3.1}(Subroutine, GlobalDatas, Debugger), \end{aligned}$$

где *PseudoCode''* – псевдокод, уточненный в процессе динамического исследования на шаге; *Debugger* – отладчик, используемый для анализа МК.

Примером шага является то, что если в процессе отладки некоторая переменная в выражении периодически принимает значение 0 и 1, то потенциально переменная имеет bool-тип (т. е. бинарный), а к ней применяется унарный оператор отрицания: «*x* = !*x*» (в языке C++).

Шаг 3.2. Анализ выбранных подпрограмм для уточнения их алгоритмов

Шаг заключается в отслеживании и понимании действий и переходов в МК подпрограммы, что позволит уточнить детали ее алгоритма. Как результат, можно восстановить отдельные логические конструкции, ручной статический анализ которых на Шаге 2.5 оказался затруднительным. Формальная запись шага (Step_{3.2}) имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} Algorithm'' &= \\ &= Step_{3.2}(Subroutine, GlobalDatas, Debugger), \end{aligned}$$

где *Algorithm''* – алгоритм, уточненный в процессе динамического исследования на шаге.

Примером шага является то, что если в процессе отладки при многократном повторении набора инструкций в МК некоторая область памяти будет увеличиваться на единицу, то с большой вероятностью псевдокод соответствует циклу с инкрементацией глобальной переменной.

Шаг 3.3. Анализ выбранных подпрограмм для уточнения схемы их внутрипрограммного взаимодействия

Шаг заключается в отслеживании и понимании переходов между подпрограммами, что позволит уточнить детали их информационного взаимодействия в рамках одной Программы. Как результат, можно восстановить отдельные вызовы функций и процедур (в том числе, выполняемые не напрямую, а через указатель на память), ручной статический анализ которых на Шаге 2.6 оказался затруднительным. Формальная запись шага (Step_{3.3}) имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} (Scheme^{IntoProgramInteraction})'' &= \\ &= Step_{3.3}(Subroutines, Debugger), \end{aligned}$$

где *(Scheme^{IntoProgramInteraction})''* – схема внутрипрограммного взаимодействия, уточненная в процессе динамического исследования на шаге.

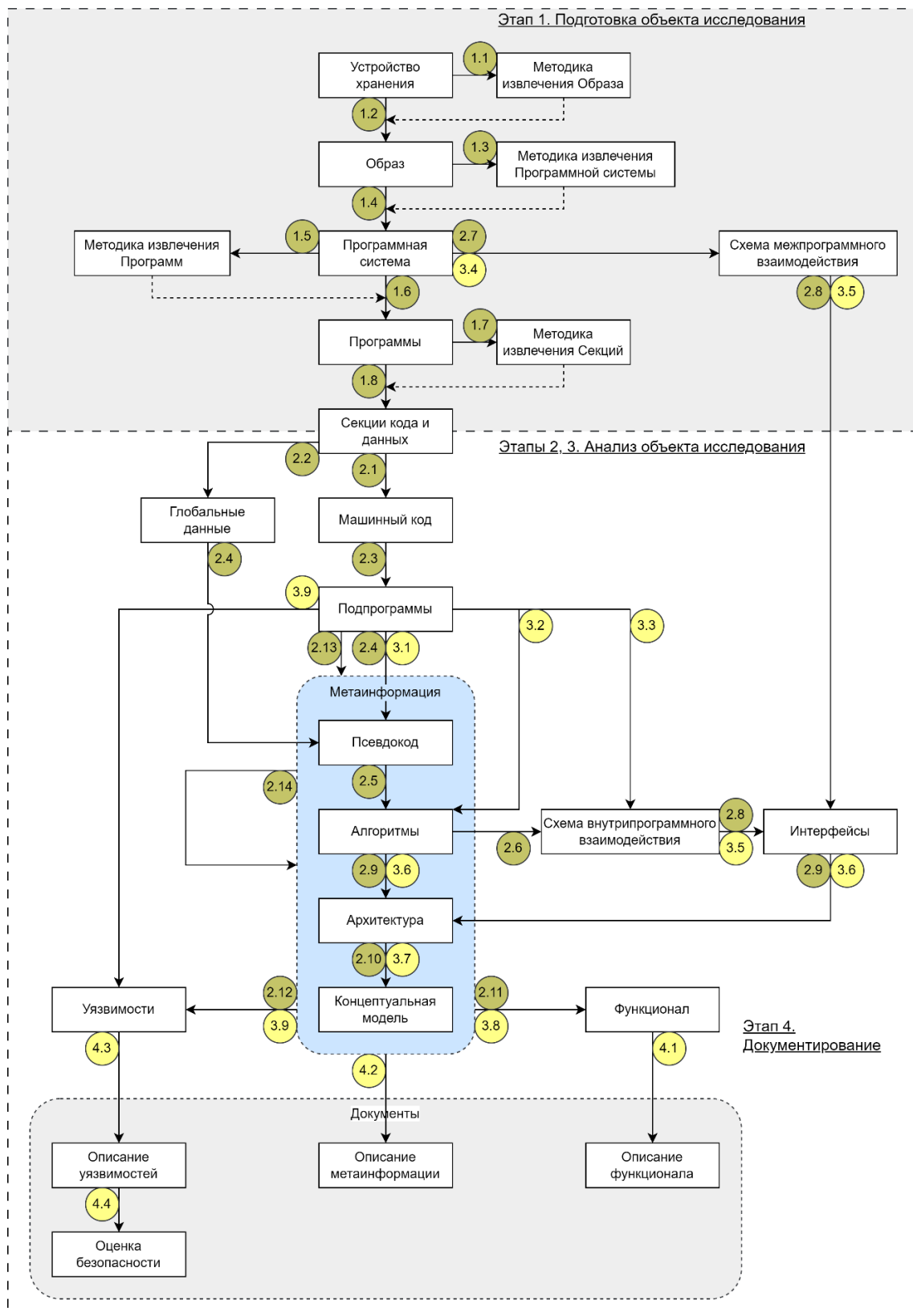


Рис. 1. Схема Методологии реверс-инжиниринга (Этапы 3 и 4)

Fig. 1. Reverse Engineering Methodology Diagram (Stages 3 and 4)

Примером шага является то, что если в одной подпрограмме поставлена точка останова, которая сработала при выполнении другой подпрограммы, то по стеку вызовов можно определить, как именно осуществился вызов первой подпрограммы из второй.

Шаг 3.4. Анализ подпрограмм для уточнения схемы их межпрограммного взаимодействия

Шаг заключается в отслеживании передачи информационных объектов между подпрограммами, расположенными в отдельных Программах целой Программной системы, что позволит уточнить детали их взаимодействия. Как результат, можно восстановить те типы взаимодействий, ручной статический анализ которых на Шаге 2.7 оказался затруднительным.

Формальная запись шага ($Step_{3.4}$) имеет следующий вид:

$$(Scheme^{InterProgramInteraction})'' = Step_{3.4}(Programms, Debugger),$$

где $(Scheme^{InterProgramInteraction})''$ – схема межпрограммного взаимодействия, уточненная в процессе динамического исследования на шаге.

Примером шага является то, что если в одной Программе поставлена точка останова, которая сработала при выполнении другой Программы, то по стеку вызовов (например, в Программном эмуляторе со встроенным отладчиком кода) можно определить, как именно осуществилась передача информации от первой Программы ко второй.

Шаг 3.5. Анализ схемы внутривнутрипрограммного и межпрограммного взаимодействия для уточнения интерфейсов

Шаг заключается в отслеживании и понимании передачи информационных объектов между подпрограммами (как в рамках одной Программы, так и при наличии их системы), что позволит уточнить детали интерфейсов [13]. Как результат, можно восстановить новые межподпрограммные связи, ручной статический анализ которых на Шаге 2.8 оказался затруднительным. Формальная запись шага ($Step_{3.5}$) имеет следующий вид:

$$Interfaces'' = Step_{3.5} \left(\begin{matrix} (Scheme^{IntoProgramInteraction})'', \\ (Scheme^{InterProgramInteraction})'', \\ Debugger \end{matrix} \right),$$

где $Interfaces''$ – интерфейсы Программ, уточненные в процессе динамического исследования на шаге.

Примером шага является то, что если в точке входа в одном DXE-драйвере поставить точку останова, которая сработала при работе другого DXE-драйвера, а в стеке вызовов присутствует функция `StartImage()`, отвечающая за запуск загруженной

Программы, то с большой вероятностью первый драйвер был вызван вторым напрямую (т. е. без использования стандартного в UEFI механизма запуска – т. н. DXE Dispatcher, *перев. на русс.* Диспетчер DXE).

Шаг 3.6. Анализ алгоритмов подпрограмм и интерфейсов для уточнения их общей архитектуры

Шаг заключается в отслеживании и понимании логики работы подпрограмм, а также их взаимном функционировании посредством интерфейсов (в независимости от расположения в Программах), что позволит уточнить детали архитектур – как каждой Программы, так и их Программной системы. Как результат, можно выделить новые модули архитектуры (по совместной работе подпрограмм над единой задачей), ручной статический анализ чего на Шаге 2.9 оказался затруднительным.

Формальная запись шага ($Step_{3.6}$) имеет следующий вид:

$$\overline{Architecture}'' = Step_{3.6}(\overline{Subroutines}, \overline{Interfaces}'', Debugger),$$

где $\overline{Architecture}''$ – архитектура Программной системы, уточненная в процессе динамического исследования на шаге.

В качестве примера можно произвести логирование вызываемых подпрограмм во внешний файл с отслеживанием фаз работы Программы (которые, например, могут отображаться в консоли). Таким образом, часть подпрограмм из лога по времени может быть сопоставлена с каждой фазой Программы, что позволит их объединить в логи.

Шаг 3.7. Анализ архитектуры для уточнения ее концептуальной модели

Шаг является вспомогательным, поскольку на основании архитектуры, уточненной на Шаге 3.6, необходимо уточнить концептуальную модель Программной системы. Формальная запись шага ($Step_{3.7}$) имеет следующий вид:

$$(Model^{Conceptual})'' = Step_{3.7}(\overline{Architecture}''),$$

где $(Model^{Conceptual})''$ – концептуальная модель Программной системы, уточненная в процессе динамического исследования на шаге.

Например, если в результате выполнения Шага 3.6 в архитектуру арифметического калькулятора (из предположения в Шаге 2.9) был добавлен модуль хранения результатов предыдущих вычислений, то в концептуальной модели должна появиться сущность – «История вычислений».

Шаг 3.8. Анализ восстановленной Метаинформации для уточнения функционала МК

Шаг является вспомогательным, поскольку, используя Метаинформацию, уточненную на этапе

динамического исследования, необходимо обновить описание общего функционала МК, созданного на этапе статического исследования.

Формальная запись шага ($Step_{3.8}$) имеет следующий вид (1), где $Functionality''$ – функционал, уточненный в процессе динамического исследования на шаге.

В качестве примера можно привести совокупность примеров из Шагов 3.1, 3.2, 3.6 и 3.7.

$$Functionality'' = Step_{3.8} \left(\begin{matrix} PseudoCode'', Algorithm'', Architecture'', \\ (Model^{Conceptual})'' \end{matrix} \right), \quad (1)$$

$$Vulnerabilities'' = Step_{3.9} \left(\begin{matrix} PseudoCode'', Algorithm'', Architecture'', \\ (Model^{Conceptual})'' \end{matrix} \right). \quad (2)$$

Этап 4. Документирование

Этап предназначен для оформления результатов проведенного исследования в документированном виде, готовом для возможного дальнейшего анализа. Примеры шагов являются интуитивно понятными и будут опущены.

Шаг 4.1. Описание функционала МК

Шаг заключается в документировании функционала, сформированного по восстановленной из МК Метаинформации в процессе статического и динамического исследований. Формальная запись шага ($Step_{4.1}$) имеет следующий вид:

$$Document^{Functionality} = Step_{4.1}(Metainfo),$$

где $Document^{Functionality}$ – итоговый документ с описанием функционала.

Шаг 4.2. Описание восстановленной Метаинформации

Шаг заключается в документировании всей Метаинформации, сформированной в процессе статического и динамического исследований. Формальная запись шага ($Step_{4.2}$) имеет следующий вид:

$$Document^{Metadatas} = Step_{4.2}(Metainfo),$$

где $Document^{Metadatas}$ – итоговый документ с описанием восстановленной Метаинформации.

Шаг 4.3. Описание найденных Уязвимостей

Шаг заключается в документировании Уязвимостей, сформированных в процессе статического и динамического исследований.

Формальная запись шага ($Step_{4.3}$) имеет следующий вид:

$$Document^{Vulnerabilities} = Step_{4.3}(Vulnerabilities),$$

где $Document^{Vulnerabilities}$ – итоговый документ с описанием найденных Уязвимостей.

Шаг 3.9. Уточнение Уязвимостей по восстановленной Метаинформации

Шаг аналогичен Шагу 3.8 и заключается в повторном анализе Метаинформации с учетом уточнений, сделанных на фазе динамического анализа. Формальная запись шага ($Step_{3.9}$) имеет следующий вид (2), где $Vulnerabilities''$ – Уязвимости Программы, уточненные в процессе динамического исследования на шаге.

Шаг 4.4. Оценка безопасности использования объекта исследования

Шаг заключается в создании документа с оценкой безопасности объекта РИ, которая сформирована путем анализа документа с найденными Уязвимостями [14]. Так, можно ввести средневзвешенный показатель, учитывающий опасность каждой категории найденных Уязвимостей; или же использовать экспертные суждения. Формальная запись шага ($Step_{4.4}$) имеет следующий вид:

$$Document^{SafetyAssessment} = Step_{4.4}(Document^{Vulnerabilities}),$$

где $Document^{SafetyAssessment}$ – итоговый документ с оценкой безопасности объекта РИ на основании найденных Уязвимостей.

Таблица шагов

Шаги Методологии могут быть сведены в табличный вид с указанием их этапа (в отдельных строках), идентификатора, названия, входных и выходных данных, сложности выполнения, а также формы выполнения (наиболее распространенной).

Такая систематизация приведена в таблице 1; для формы выполнения используется сокращение "Автомат." вместо "Автоматическая".

Анализ таблицы 1 позволяет сделать следующие выводы касательно всех 35 шагов Методологии.

Во-первых, все шаги имеют входные данные, полученные другими шагами (кроме первоначальных, применяемых для исходного объекта – Шага 1.1 и 1.2), а также все выходные данные шагов используются другими (кроме заключительных, формируемых итоговую документацию – Шаги 4.1, 4.2 и 4.4). Таким образом, можно говорить о корректности предложенной Методологии с позиции причинно-следственных связей.

ТАБЛИЦА 1. Этапы и шаги Методологии

TABLE 1. The Methodology Stages and Steps

№	Шаг	Данные		Выполнение	
		входные	выходные	сложность	форма
1	<i>Подготовительные мероприятия</i>				
1.1	Сбор общей информации об устройстве хранения для разработки методики извлечения образа	Устройство хранения	Методика извлечения Образа	Низкая	Ручная
1.2	Применение к устройству хранения методики извлечения образа	Устройство хранения	Образ	Средняя	Автомат.
1.3	Сбор общей информации об образе для разработки методики извлечения программной системы	Образ	Методика извлечения Программной системы	Низкая	Ручная
1.4	Применения к образу методики извлечения программной системы	Образ	Программная система	Средняя	Ручная, Автомат.
1.5	Сбор общей информации о программной системе для разработки методики извлечения программ	Программная система	Методика извлечения Программ	Низкая	Ручная
1.6	Применение к программной системе методики извлечения программ	Программная система	Программы	Низкая	Ручная, Автомат.
1.7	Сбор общей информации о программах для разработки методики выделения секций	Программы	Методика извлечения секций	Низкая	Ручная
1.8	Применение к программам методики выделения секций	Программы	Секции кода и данных	Низкая	Автомат.
2	<i>Статическое исследование</i>				
2.1	Анализ МК для выделения точек входа, секций кода и данных	Секции кода и данных	Машинный код	Низкая	Автомат.
2.2	Анализ секции данных для выделения глобальных данных	Секции кода и данных	Глобальные данные	Средняя	Ручная, Автомат.
2.3	Анализ МК для выделения подпрограмм	Машинный код	Подпрограммы	Средняя	Ручная, Автомат.
2.4	Анализ МК выбранной подпрограммы для восстановления ее псевдокода	Глобальные данные	Псевдокод	Высокая	Ручная, Автомат.
2.5	Анализ псевдокода выбранной подпрограммы для восстановления ее алгоритма	Псевдокод	Алгоритмы	Средняя	Ручная, Автомат.
2.6	Анализ алгоритмов подпрограмм для создания схемы внутрипрограммного взаимодействия	Алгоритмы	Схема внутрипрограммного взаимодействия	Средняя	Ручная, Автомат.
2.7	Анализ Программной системы для создания схемы межпрограммного взаимодействия	Программная система	Схема межпрограммного взаимодействия	Средняя	Ручная, Автомат.
2.8	Анализ схемы внутрипрограммного и межпрограммного взаимодействия для выявления интерфейсов	Схема внутрипрограммного взаимодействия, Схема межпрограммного взаимодействия	Интерфейсы	Средняя	Ручная
2.9	Анализ алгоритмов подпрограмм и интерфейсов для восстановления их общей архитектуры	Интерфейсы	Архитектура	Средняя	Ручная
2.10	Анализ архитектуры для восстановления ее концептуальной модели	Архитектура	Концептуальная модель	Средняя	Ручная
2.11	Анализ восстановленной Метаинформации для описания функционала МК	Концептуальная модель	Функционал	Средняя	Ручная
2.12	Поиск Уязвимостей по восстановленной Метаинформации	Метаинформация (Псевдокод, Алгоритмы, Архитектура, Концептуальная модель)	Уязвимости	Высокая	Ручная, Автомат.

№	Шаг	Данные		Выполнение	
		входные	выходные	сложность	форма
2.13	Применение машинного обучения к подпрограммам для дополнительного восстановления Метаинформации	Подпрограммы	Метаинформация (Псевдокод, Алгоритмы, Архитектура, Концептуальная модель)	Высокая	Автомат.
2.14	Применение машинного обучения к восстановленной Метаинформации для ее уточнения	Метаинформация	Метаинформация	Высокая	Автомат.
3	<i>Динамическое исследование</i>				
3.1	Анализ выбранной подпрограммы для уточнения ее псевдокода	Подпрограммы	Псевдокод	Высокая	Ручная
3.2	Анализ выбранных подпрограмм для уточнения их алгоритмов	Подпрограммы	Алгоритмы	Средняя	Ручная
3.3	Анализ выбранных подпрограмм для уточнения схемы их внутрипрограммного взаимодействия	Подпрограммы	Схема внутрипрограммного взаимодействия	Средняя	Ручная
3.4	Анализ подпрограмм для уточнения схемы их межпрограммного взаимодействия	Программная система	Схема межпрограммного взаимодействия	Средняя	Ручная
3.5	Анализ схемы внутрипрограммного и межпрограммного взаимодействия для уточнения интерфейсов	Схема внутрипрограммного взаимодействия, Схема межпрограммного взаимодействия	Интерфейсы	Средняя	Ручная
3.6	Анализ алгоритмов подпрограмм и интерфейсов для уточнения их общей архитектуры	Алгоритмы	Архитектура	Средняя	Ручная
3.7	Анализ архитектуры для уточнения ее концептуальной модели	Архитектура	Концептуальная модель	Средняя	Ручная
3.8	Анализ восстановленной Метаинформации для уточнения функционала МК	Метаинформация	Функционал	Средняя	Ручная
3.9	Уточнение Уязвимостей по восстановленной Метаинформации	Метаинформация	Уязвимости	Низкая	Ручная
4	<i>Документирование</i>				
4.1	Описание функционала МК	Метаинформация	Документ с описанием функционала	Средняя	Ручная
4.2	Описание восстановленной Метаинформации	Метаинформация	Документ с описанием метаинформации	Средняя	Ручная
4.3	Описание найденных Уязвимостей	Метаинформация	Документ с описанием уязвимостей	Средняя	Ручная
4.4	Оценка безопасности использования объекта исследования	Уязвимости	Документ с оценкой Безопасности	Средняя	Ручная

Во-вторых, 5 шагов имеют высокую сложность выполнения, в основном, по следующим причинам – трудоемкость ручного восстановления псевдокода и поиска уязвимостей, а также применение машинного обучения, подготовка датасета и построение моделей для которого является нетривиальной задачей. При этом 8 шагов имеют низкую сложность выполнения из-за очевидности выполняемых действий и наличия готовых средств автоматизации.

И, в-третьих, 21 шаг должен выполняться полностью ручным способом, что подчеркивает общую трудоемкость Методологии. При этом полная автоматизация возможна лишь для 5 шагов.

Обсуждение

Приведем далее основные недостатки предложенной Методологии и способы если их не полного устранения, то смягчения.

1) Выполнение некоторых шагов может оказаться достаточно сложным и, при этом, без возможности применения средств автоматизации; например, данная ситуация характерна для выделения секций (Шаг 2.1), получения псевдокода (Шаг 2.4), интерфейсов (Шаг 2.8) и пр. Причиной этого является преднамеренное затруднение анализа разработчиком, например, при создании вре-

доносного программного обеспечения. Тем не менее, совместное использование этапов статического и динамического исследования, а также ручного труда опытных экспертов позволит получить необходимые результаты и в этом случае.

2) В реальной практике выполнение шагов по схеме может иметь не ниспадающий характер, а итеративный – когда после более позднего шага необходимо вернуться на уже выполненный; например, динамический анализ МК на Шаге 3.1 может показать, что в секции данных также присутствует МК, псевдокод которого необходимо восстановить на Шаге 2.4. Такие ситуации вполне реальны, однако будем их считать вариативностью Методологии и результатом ошибок на предыдущих шагах.

3) Часто требуется РИ не всего имеющегося в Образе МК, а лишь его части; например, отдельных механизмов или модулей. В этом случае, очевидно, восстановление всего МК будет чрезмерным и трудозатратным. Таким образом, при специализированных задачах РИ каждый шаг предварительно требует некоторой корректировки для выполнения только необходимой части работы. Например, если необходимо получить механизм работы BDS-фазы в UEFI-Образе, то скорее всего достаточно будет восстановить Метаинформацию только для файла *BdsDxe.efi*.

Заключение

В данной заключительной части цикла статей были описаны оставшиеся 2 из 4 этапов методологии РИ, которые не вошли в первые две части. Также была приведена полная схема методологии с указанием всех шагов и получаемых на них результатов. Итоговое сведение этапов и шагов в форме таблицы с рядом характеристик отображает их взаимосвязь и позволяет планировать способы реализации.

Новизна дополняет указанную в первых двух частях цикла тем, что помимо системности и масштабируемости охвата решения задачи реверс-инжиниринга, дается оценка сложности и формы выполнения всех 35 шагов, что подчеркивает детальность и глубину рассмотрения процесса. Теоретическая и практическая значимость дополнены приведением полной схемы РИ и наличием сводной таблицы этапов и шагов, позволяющей обоснованно проектировать процесс исследования МК в реальных проектах. Так (см. таблицу 1), исходя из сложности каждого шага Методологии, возможно оценить трудоемкость и всего процесса РИ, а учитывая форму выполнения шагов – возможную степень автоматизации.

Продолжением исследования должны стать большая детализация шагов в части методик и средств их реализации, а также внедрение в методологию механизмов машинного обучения [15, 16].

Список источников

1. Hendrix T.D., Cross J.H., Barowski L.A., Mathias K.S. Tool support for reverse engineering multi-lingual software // Proceedings of the Fourth Working Conference on Reverse Engineering (Amsterdam, Netherlands, 06–08 October 1997). IEEE, 1997. PP. 136–143. DOI:10.1109/WCRE.1997.624584
2. Израилов К.Е. Методология проведения реверс-инжиниринга машинного кода. Часть 1. Подготовка объекта исследования // Труды учебных заведений связи. 2023. Т. 9. № 5. С. 79–90. DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-5-79-90. EDN:ZXLTBA
3. Израилов К.Е. Методология проведения реверс-инжиниринга машинного кода. Часть 2. Статическое исследование // Труды учебных заведений связи. 2023. Т. 9. № 6. С. 68–82. DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-6-68-82. EDN:SJSHCE
4. Каушан В.В. Поиск ошибок выхода за границы буфера в бинарном коде программ // Труды Института системного программирования РАН. 2016. Т. 28. № 5. С. 135–144. DOI:10.15514/ISPRAS-2016-28(5)-8. EDN:VBDRBC
5. Гузик В.Ф., Золотовский В.Е., Савельев П.В. Выполнение математических операций в системе символьных вычислений // Известия ТРТУ. 2007. № 3(75). С. 138–141. EDN:KTMRPB
6. Леошкевич И.О. Получение архитектурно-независимой семантики исполняемого кода // Безопасность информационных технологий. 2009. Т. 16. № 4. С. 120–124. EDN:WTKHGF
7. Переберина А.А., Костюшко А.В. Разработка инструментария для динамического анализа вредоносного программного обеспечения // Труды МФТИ. 2018. Т. 10. № 3(39). С. 24–44. EDN:YZAJAD
8. Ревнивых А.В., Велижанин А.С. Методика автоматизированного формирования структуры дизассемблированного листинга // Кибернетика и программирование. 2019. № 2. С. 1–16. DOI:10.25136/2306-4196.2019.2.28272. EDN:TGCZKJ
9. Соловьев М.А. Восстановление алгоритма по набору бинарных трасс. Дис. ... канд. физ.-мат. наук. М.: Институт системного программирования РАН, 2013. 123 с. EDN:SUSPIZ
10. Jimborean A., Herrmann M., Loechner V., Clauss P. VMAD: A virtual machine for advanced dynamic analysis of programs // Proceedings of International Symposium on Performance Analysis of Systems and Software (Austin, USA, 10–12 April 2011). IEEE, 2011. PP. 125–126. DOI:10.1109/ISPASS.2011.5762725
11. Черчесов А.Э. Фазы загрузки UEFI и способы контроля исполняемых образов // Вопросы защиты информации. 2018. № 2(121). С. 51–53. EDN:RSUTFZ
12. Safyallah H., Sartipi K. Dynamic Analysis of Software Systems using Execution Pattern Mining // Proceedings of the 14th IEEE International Conference on Program Comprehension (Athens, Greece, 14–16 June 2006). IEEE, 2006. PP. 84–88. DOI:10.1109/ICPC.2006.19

13. Scherer K., Pfeffer T., Glesner S. I/O Interaction Analysis of Binary Code // *Proceedings of the 28th International Conference on Enabling Technologies: Infrastructure for Collaborative Enterprises* (Napoli, Italy, 12–14 June 2019). IEEE, 2019. PP. 225–230. DOI:10.1109/WETICE.2019.00056
14. Липаев В.В. Риски проектирования и производства мобильных программных продуктов // *Труды Института системного программирования РАН*. 2011. Т. 21. С. 167–182. EDN:OKGXND
15. Израйлов К.Е. Концепция генетической декомпиляции машинного кода телекоммуникационных устройств // *Труды учебных заведений связи*. 2021. Т. 7. № 4. С. 10–17. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-4-95-109. EDN:AIOFPM
16. Kotenko I., Izrailov K., Buinevich M. Static Analysis of Information Systems for IoT Cyber Security: A Survey of Machine Learning Approaches // *Sensors*. 2022. Vol. 22. Iss. 4. PP. 1335. DOI:10.3390/s22041335

References

1. Hendrix T.D., Cross J.H., Barowski L.A., Mathias K.S. Tool support for reverse engineering multi-lingual software. *Proceedings of the Fourth Working Conference on Reverse Engineering, 06–08 October 1997, Amsterdam, Netherlands*. IEEE; 1997. p.136–143. DOI:10.1109/WCRE.1997.624584
2. Izrailov K. Methodology for Machine Code Reverse Engineering. Part 1. Preparation of the Research Object. *Proceedings of the Telecommun. Univ.* 2023;9(5):79–90. DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-5-79-90. EDN:ZXLTBА
3. Izrailov K. Methodology for Machine Code Reverse Engineering. Part 2. Static Investigation. *Proceedings of the Telecommun. Univ.* 2023;9(6):68–82. DOI:10.31854/1813-324X-2023-9-6-68-82. EDN:SJSHCE
4. Kaushan V.V. Buffer overrun detection method in binary code. *Proceedings of ISP RAS*. 2016;28(5):135–144. DOI:10.15514/ISPRAS-2016-28(5)-8. EDN:VBDRBC
5. Guzik V.F., Zolotovskiy V.Ye., Savelev P.V. Performing mathematical operations in the symbolic computing system. *Izvestiya SFedu. Engineering sciences*. 2007;3(75):138–141. EDN:KTMРРВ
6. Leoshkevich I.O. Obtaining architecture-independent semantics of executable code. *Proceedings of IT Security (Russia)*. 2009;16(4):120–124. EDN:WTKHGF
7. Pereberina A.A., Kostyushko A.V. Development of tools for dynamic malware analysis. *Proceedings of Moscow Institute of Physics and Technology*. 2018;10(3):24–44. EDN:YZAJAD
8. Revniviykh A.V., Velizhanin A.S. Methods for Automated Formation of a Disassembled Listing Structure. *Cybernetics and Programming*. 2019;2:1–16. DOI:10.25136/2306-4196.2019.2.28272. EDN:TGCZKJ
9. Solovov M.A. *Reconstructing the algorithm from a set of binary traces*. PhD Thesis. Moscow: Ivannikov Institute for System Programming of the Russian Academy of Sciences Publ.; 2013. 123 p. EDN:SUSPIZ
10. Jimborean A., Herrmann M., Loechner V., Clauss P. VMAD: A virtual machine for advanced dynamic analysis of programs. *Proceedings of International Symposium on Performance Analysis of Systems and Software, 10–12 April 2011, Austin, USA*. IEEE; 2011. p.125–126. DOI:10.1109/ISPASS.2011.5762725
11. Cherchesov A.E. UEFI boot phases and how to control executable images. *Voprosy zashchity informatsii*. 2018;2(121):51–53. EDN:RSUTFZ
12. Safyallah H., Sartipi K. Dynamic Analysis of Software Systems using Execution Pattern Mining. *Proceedings of the 14th IEEE International Conference on Program Comprehension, 14–16 June 2006, Athens, Greece*. IEEE; 2006. p.84–88. DOI:10.1109/ICPC.2006.19
13. Scherer K., Pfeffer T., Glesner S. I/O Interaction Analysis of Binary Code. *Proceedings of the 28th International Conference on Enabling Technologies: Infrastructure for Collaborative Enterprises, 12–14 June 2019, Napoli, Italy*. IEEE; 2019. p.225–230. DOI:10.1109/WETICE.2019.00056
14. Lipayev V.V. Risks of design and production of mobile software products. *Proceedings of ISP RAS*. 2011;21:167–182. EDN:OKGXND
15. Izrailov K. Enetic Decompilation Concept of the Telecommunication Devices Machine Code. *Proceedings of the Telecommun. Univ.* 2021;7(4):10–17. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-4-95-109. EDN:AIOFPM
16. Kotenko I., Izrailov K., Buinevich M. Static Analysis of Information Systems for IoT Cyber Security: A Survey of Machine Learning Approaches. *Sensors*. 2022;22(4):1335. DOI:10.3390/s22041335

Статья поступила в редакцию 29.11.2023; одобрена после рецензирования 02.02.2024; принята к публикации 05.02.2024.

The article was submitted 29.11.2023; approved after reviewing 02.02.2024; accepted for publication 05.02.2024.

Информация об авторе:

ИЗРАЙЛОВ
Константин Евгеньевич

кандидат технических наук, доцент, старший научный сотрудник лаборатории проблем компьютерной безопасности Санкт-Петербургского Федерального исследовательского центра Российской академии наук

 <https://orcid.org/0000-0002-9412-5693>

Научная статья

УДК 004.896

DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-97-106



Открытый набор данных для тестирования Visual SLAM-алгоритмов при различных погодных условиях

Артур Владимирович Подтихов, a.podtikhov@gmail.com

Антон Игоревич Савельев, saveliev@iias.spb.su

Санкт-Петербургский Федеральный исследовательский центр Российской академии наук,
Санкт-Петербург, 199178, Российская Федерация

Аннотация: Существующие наборы данных для тестирования SLAM-алгоритмов в открытой местности не подходят для оценки влияния погодных условий на точность локализации. Получить подходящий набор из реального мира трудно из-за длительного периода сбора данных и невозможности исключения динамических факторов среды. Искусственно сгенерированные наборы данных позволяют обойти описанные ограничения, однако на текущий момент исследователи не выделяли тестирование SLAM-алгоритмов при различных погодных условиях как отдельную задачу, несмотря на то, что она является одним из аспектов различия между открытой и закрытой местностями. В данной работе представлен новый открытый набор данных, который состоит из 36 последовательностей движения робота в городской среде или по пересеченной местности, в виде изображений со стереокамеры и истинного положения робота, собранных с частотой 30 Гц. Движение в пределах одной местности происходит по фиксированному маршруту, последовательности отличаются только климатические условия, что может позволить корректно оценить влияние погодных явления на точность локализации.

Ключевые слова: SLAM, одновременная локализация и построение карты, набор данных, Air-Sim, погодные условия

Ссылка для цитирования: Подтихов А.В., Савельев А.И. Открытый набор данных для тестирования Visual SLAM-алгоритмов при различных погодных условиях // Труды учебных заведений связи. 2024. Т. 10. № 1. С. 97–106. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-97-106. EDN:MHMJRS

Open Dataset for Testing of Visual SLAM Algorithms under Different Weather Conditions

Artur Podtikhov, a.podtikhov@gmail.com

Anton Saveliev, saveliev@iias.spb.su

Saint-Petersburg Federal Research Center of the Russian Academy of Sciences,
St. Petersburg, 199178, Russian Federation

Abstract: Existing datasets for testing SLAM algorithms in outdoor environments are not suitable for assessing the influence of weather conditions on localization accuracy. Obtaining a suitable dataset from the real world is difficult due to the long data collection period and the inability to exclude dynamic environmental factors. Artificially generated datasets make it possible to bypass the described limitations, but up to date, researchers have not identified testing SLAM algorithms under different weather conditions as a stand-alone task, despite the fact that it is one of the main aspects of the difference between outdoor and indoor environments. This work presents a new open dataset that

consists of 36 sequences of robot movement in an urban environment or rough terrain, in the form of images from a stereo camera and the ground truth position of the robot, collected at a frequency of 30 Hz. Movement within one area occurs along a fixed route; the sequences are distinguished only by whether conditions, which can make it possible to correctly assess the influence of weather phenomena on the accuracy of localization.

Keywords: SLAM, simultaneous localization and mapping, dataset, AirSim, weather conditions

For citation: Podtikhov A., Saveliev A. Open Dataset for Testing of Visual SLAM Algorithms under Different Weather Conditions. *Proceedings of Telecommun. Univ.* 2024;10(1):97–106. DOI:10.31854/1813-324X-2024-10-1-97-106. EDN:MHMJRS

Введение

Для успешной навигации автономных роботов требуется постоянное точное отслеживание их положения в пространстве. Использовать для решения данной задачи показания одометрии оказалось неэффективным методом, поскольку ошибки одометрии имеют тенденцию накапливаться и расти пропорционально длине пути передвижения робота. Наглядным примером проблем такого подхода может быть колесная одометрия наземного транспортного средства, стандартной схемой которой является использования энкодеров, считывающих угол поворота колес. Она дает хорошие оценки положения при краткосрочных перемещениях, но не пригодна при длительных поездках из-за следующих источников погрешности: изменения или ошибок в измерении радиуса колес, различных размеров колес, ошибок подсчета импульсов от энкодеров, недостаточной частоты обработки показаний сенсоров. Такими же недостатками обладали первые методы оценки положения робота при помощи камер, называемые визуальной одометрией. В работе К.Ф. Олсона и соавторов [1] было показано, что накопление ошибок движения камеры, без использования дополнительных источников информации о местоположении робота, таких как GPS или показаний акселерометра, приводит к сверхлинейному росту ошибок с увеличением дальности передвижения. В связи с этим появился подход одновременной локализации и построения карты (SLAM, *аббр. от англ.* Simultaneous Localization And Mapping), который отслеживает не только изменения положения робота, но и саму карту местности в виде облака точек, таким образом снижая эффект накопления ошибки. SLAM в какой-то момент отделился от визуальной одометрии, а в последствии перемешался с ним настолько, что на текущий момент визуальная одометрия и SLAM во многих публикациях считаются синонимами.

Visual SLAM – подход к одновременному построению карты и оценке положения робота с использованием камер. Обычно методы Visual SLAM работают с одной или двумя камерами, иногда робот также оснащен дополнительными сенсорами – камерой глубины и гиростабилизатором (IMU, *аббр. от англ.* Inertial Measurement Unit). Существуют методы работы, как только с одним сенсором, так и с

различными их комбинациями. В небольших закрытых пространствах существующие методы хорошо преуспевают, в тоже время в больших открытых пространствах результаты локализации при помощи камер значительно хуже, это можно видеть в таблице 4 работы Д. Шуберта и соавторов [2]. Такое поведение существующих методов можно объяснить рядом причин.

Во-первых, сам размер карты открытого пространства обычно значительно больше, что приводит к большим расстояниям, которые необходимо оценивать, и соответственно к большим ошибкам.

Во-вторых, открытые пространства более динамичны, это означает, что в них могут присутствовать движущиеся объекты, создающие зашумленные точки интереса, а существующие алгоритмы удаления выбросов, такие как RANSAC [3], справляются с небольшим числом движущихся объектов, но в случае, когда большая часть местности динамична, перестают быть эффективными.

В-третьих, в закрытых пространствах нет погодных изменений, изменений света и влажности поверхности, пространство остается почти неизменным на протяжении всего времени движения робота, тогда как в открытых – могут наблюдаться различные изменения погоды, существенно влияющие на точность локализации.

В то время как существующие наборы данных для тестирования методов SLAM подходят для проверки устойчивости точности локализации при условии наличия больших траекторий и движущихся объектов, влияние погодных условий сложно на них оценить. Для корректной оценки устойчивости локализации методов SLAM к различным погодным условиям необходимо проводить сравнения точности в условиях одинакового маршрута и постоянной местности. Наборы данных, собранные при помощи реального робота, сложно удовлетворить таким критериям. Это означает, что подходящий набор данных может быть собран только в симуляционной среде.

Представленный в данной работе набор данных нацелен на оценку устойчивости локализации при различных погодных условиях. Для этого были собраны маршруты движения робота из симуляционной среды AirSim [4] с использованием монокуляр-

ной и стереокамер в таких погодных условиях, как дождь, туман, пыль, наличие падающих листьев, снегопад. Набор данных был собран при одинаковых траекториях движения автомобиля и в отсутствии динамических объектов, т. е. он может помочь в корректной оценке влияния погодных условий на методы одновременной локализации и построения карты с помощью камер. Кроме того, датасет содержит маршруты робота по двум принципиально различающимся картам: городской среде и гористой местности, отличающимися не только по содержанию, но и наполненностью объектами, создающими регионы интереса для методов SLAM.

Обзор литературы

На текущий момент существует не так много наборов данных для оценки методов SLAM в откры-

той местности. Большинство из них записаны в динамической городской местности и не предоставляют возможность оценки влияния погодных условий на локализацию. Наиболее популярные наборы данных, доступные в них сенсоры и описания можно увидеть в таблице 1. Для общей оценки SLAM-алгоритмов подходит довольно большое количество наборов, однако влияние погодных условий можно попробовать оценить только на наборе Oxford Robotcar Dataset, поскольку он содержит одинаковые маршруты автомобиля, записанные в разные дни. Но из-за наличия большого числа динамических объектов, различающихся для каждой последовательности, корректная оценка влияния именно этого параметра затруднена. При этом аналогичного датасета с одинаковыми траекториями и изменяющимися параметрами среды для не городской открытой местности на данный момент не найдено.

ТАБЛИЦА 1. Существующие наборы данных для оценки точности локализации Visual SLAM-алгоритмов

TABLE. 1. Existing Datasets for Measuring the Location Accuracy of Visual SLAM Algorithms

Название, год	Мест-ность	Сенсоры	Длина маршрута	Динамиче-ские объекты	Погодные условия	Описание
Oxford Robotcar [5], 2016	Город	Тринокулярная стереокамера 1280×960 16 Гц 3 камеры «рыбий глаз» 1024×1024 11 Гц ЛИДАР GPS	100 поездок по 10 км	Есть	Солнце, облачность, пасмурность, дождь, снег, день, ночь, сумерки	Датасет был записан в центре Оксфорда, один и тот же маршрут автомобиля был повторен 100 раз в течение года
CityScapes [6], 2015	Город	Стереокамера 30 Гц GPS	50 городов	Есть	Весна, лето, осень, различное время суток, хорошие/средние погодные условия, искусственный дождь и искусственный туман	Записан в европейских городах; дополнительно изображение имеет разметку областей, содержащих людей, семантическую сегментацию, сегментацию экземпляров и паноптическую сегментацию
KITTI [7], 2013	Город	Стереокамера 30 Гц ЛИДАР GPS	22 поездки, суммарно 6 часов	Есть	Нет (не значительные)	Был записан за 4 последовательных дня, в дневное время суток, 11 последовательностей содержат истинные показания одометрии
TUM Monocular Cameras [8], 2016	Город	Монокулярная камера 98×79 Широкоугольная камера 148×122	50 траекторий, в среднем по 3 мин	Есть (незначительные)	Нет	Использовалась ручная камера, из 50 траекторий 10 записаны вне помещений, все маршруты небольшой длины, происходят внутри или около учебного кампуса; движение заканчивается там же, где начинается
TUM-Visual-Inertial [2], 2018	Город	ЧБ стереокамера 1024×1024 20 Гц IMU – 200 Гц	28 последовательностей суммарно 20 км	Есть (незначительные)	Нет	Вне помещения только 8 последовательностей; использовалась ручная камера
Sugar Beets [9], 2016	Поле	RGBD-камера, направленная в сторону земли NIR-камера, направленная в сторону земли ЛИДАР GPS	90 последовательностей	Нет	Есть (незначительные)	Движение робота по полю с растительностью, иногда встречаются люди и сложная местность; в дополнение к камерам и ЛИДАР имеется семантическая сегментация растений
Rosario [10], 2019	Поле	IMU 140 Гц Стереокамера 672×376 15 Гц GPS-RTK	6 последовательностей суммарно 2300 м и 30 мин	Есть в некоторых последовательностях	Есть (незначительные)	Записан на соевых полях, содержащих сложные участки: повторяющиеся паттерны, отражения, блики камеры и выгоревшие изображения, вызванные солнечными лучами

Также существуют симуляционные наборы данных, записанные не в реальном мире, а в виртуальной среде: VIODE [11], IBISCAPE [12] и CARLA-Loc [13]. Набор данных VIODE был записан при помощи симуляционной среды AirSim в городской местности с использованием таких сенсоров как IMU, стереокамера, сегментационная камера, отождествляющая каждому пикселю на изображении класс объекта, к которому он принадлежит. При помощи беспилотного летательного аппарата фокус набора данных был направлен на оценку устойчивости алгоритмов к высокому уровню динамичности среды, для этого один и тот же маршрут повторялся при разном уровне динамичности окружения. Из погодных условий в наборе изменяется только дневное и ночное время суток. IBISCAPE содержит показания следующих сенсоров: стереокамера, событийная камера, камера глубины, IMU, и GPS, был записан при помощи симулятора CARLA [14], состоит в общей сложности из 34 заездов при движении по разным картам. В дополнение к этому маршруты выполнялись при следующих погодных условиях: ясная погода; средние дождь, ветер и туманность; и сильные дождь, ветер и туманность. К недостаткам этого набора данных можно отнести то, что маршруты начинаются из различных точек пространства, а также то, что рассматривается небольшое число вариантов погодных условий, таким образом сложно оценить, что конкретно и в какой степени влияет на итоговую точность локализации.

Наиболее приближенным к нашему набору данных является недавний CARLA-Loc, также собранный из симуляционной среды CARLA с аналогичным набором сенсоров, дополненным IMU. В нем представлены 7 последовательностей движения робота по разным картам, каждая из которых записана в вариантах со статичным и одинаковым динамичным окружением, при погодных условиях: безоблачный полдень, туманный полдень, дождливая ночь. В нем также число исследуемых погодных условий ограничено небольшим диапазоном параметров, кроме того, исследуются исключительно городские территории, хотя и с различной плотностью инфраструктуры.

Таким образом существующие на данный момент наборы данных подходят для общей оценки алгоритмов одновременной локализации и построения карты, подходят для оценки влияния степени динамичности среды на точность локализации, однако оценка влияния погоды, в частности влияние конкретных климатических условий на ошибку локализации на них невозможна.

Методология сбора данных

При помощи симуляционной среды AirSim были записаны траектории движения автомобиля в городской среде (название используемой карты –

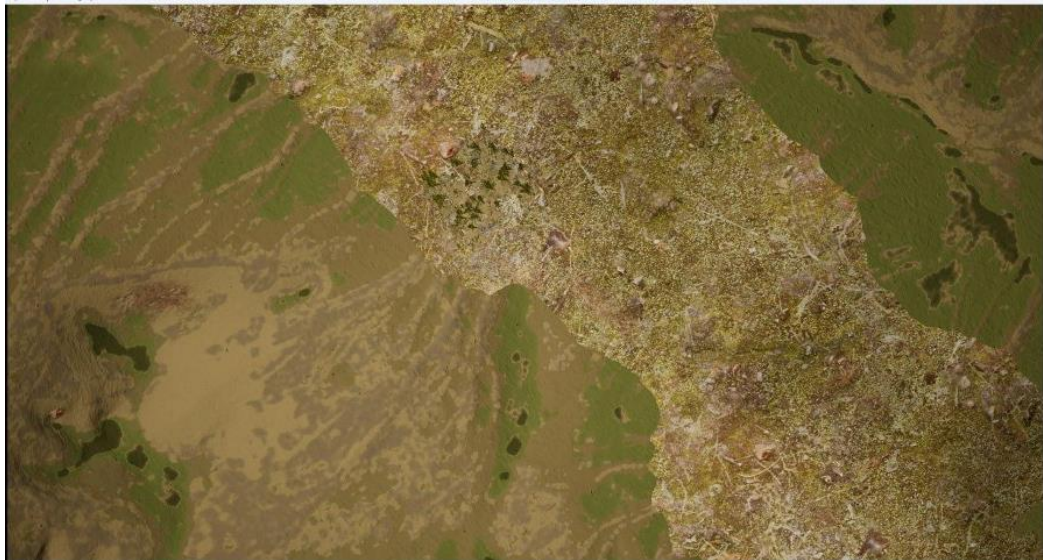
AirSimNH), а также по пересеченной местности (TrapCamera). Карта AirsimNH представляет из себя небольшой пригородный квартал, в котором есть дороги с разметкой, дорожные знаки, припаркованные автомобили, различные здания, растительность внутри квартала и лес, окружающий городскую территорию. Вид сверху на эту среду можно увидеть на рисунке 1а. TrapCamera (рисунок 1б), является гористой местностью, окруженной горным хребтом, в которой есть только поля, холмы, камни и небольшое число деревьев. Городская среда содержит больше объектов и, соответственно, больше потенциальных ключевых точек, тогда как пересеченная местность является более однородной, кроме того, при движении робота по гористой местности приходится иметь дело с большими перепадами высоты, что делает вторую среду значительно более сложной для применения SLAM-алгоритмов.

Во время записи траектории движения автомобиля, к нему были прикреплены 2 одинаковые камеры с разрешением 800 на 600 пикселей, полем зрения, равным 90° , без дисторсии. Камеры были закреплены на расстоянии $(0, -0.26, -1.9)$ и $(0, 0.26, -1.9)$ метров относительно системы координат автомобиля, таким образом образуя стереопару со стереобазой 0.52 м. Во время движения автомобиля в выбранный момент времени T симуляция ставилась на паузу, чтобы синхронизировать время сбора данных с датчиков, после чего данные записывались на диск. Кроме показаний датчиков, в тот же момент сохранялось истинное положение автомобиля относительно мировой системы координат, представленное тройкой (DX_T, DY_T, DZ_T) и ориентация в пространстве, представленная кватернионом (QW_T, QX_T, QY_T, QZ_T) , после чего симуляция возобновлялась. Между записью показаний с датчиков был выбран интервал, равный 0.3 с на скорости симуляции 0.1, т.е. во временном пространстве среды, данные с датчиков собирались каждые 30 мс.

Для сохранения одинаковых условий во время множественных симуляций были разработаны 2 маршрута с учетом ландшафта окружающей среды (по одному для города и пересеченной местности). Контроль движения робота выполнялся при помощи корректировки параметров *throttle* (угол наклона дроссельной заслонки: 0 соответствует закрытому состоянию; 1 – полностью открытому. Контролируется количество горючей смеси, образующейся в карбюраторе, таким образом отвечая за ускорение) и *steering* (угол поворота колес: -1 соответствует повороту на 90° влево; 1 – на 90° вправо). Маршруты для города и пересеченной местности начинаются из положения $DX_0, DY_0, DZ_0 = 0$, с ориентацией $QW_0 = 1$ $QX_0, QY_0, QZ_0 = 0$, и могут быть описаны пошаговыми алгоритмами (таблица 2).



a)



b)

Рис. 1. Вид на используемые среды AirSim сверху: AirSimNH (a) и TrapCamera (b)

Fig. 1. Top View of the AirSim Environments Used: AirSimNH (a) and TrapCamera (b)

ТАБЛИЦА 2. Алгоритм описания маршрута для городской среды и пересеченной местности

ТАБЛИЦА 2. Route Planning Algorithm for Urban and Terrain Environments

Шаг	Действие	Параметры		Координата	
		<i>throttle</i>	<i>steering</i>	Название	Значение (городская среда / пересеченная местность)
1*	Движение вперед	0.7	0	DX_T	115 / 115
2*	Поворот направо	0.5	0.5	QW_T	0.72 / 0.72
3*	Движение вперед	0.7	0	DY_T	112 / 112
4*	Поворот направо	0.5	0.5	QW_T	0.035 / 0.035
5*	Движение вперед	0.7	0	DX_T	-110 / -140
6*	Поворот направо	0.5	0.5	QW_T	0.68 / 0.68
7*	Движение вперед	0.7	0	DY_T	16.5/ -30
8*	Поворот направо	0.5	0.5	QW_T	0.999 / 0.999
9*	Движение вперед	0.7	0	DX_T	0 / 0
10**	Остановка	<i>handbrake</i> = 1		–	–

Примечание: * – <Действие> с параметрами <...>, пока координата <...> не станет равной <...>
 ** – ручной тормоз, гарантирующий полную остановку робота

Маршруты для каждой среды, собранные при помощи алгоритмов, изображены на рисунке 2. Общая длина маршрута для среды *AirSimNH* составила 745, а для *TrapCamera* – 875 м. Из графиков видно, что маршрут по пересеченной местности сложнее, поскольку он содержит большие изменения по всем трем координатам, в городской среде изменения по координате *DZ* небольшие, с максимальной амплитудой в 2.5 см. Эти перепады высоты происходят при поворотах и остановке и скорее всего связаны с внутренним устройством движка симулятора.

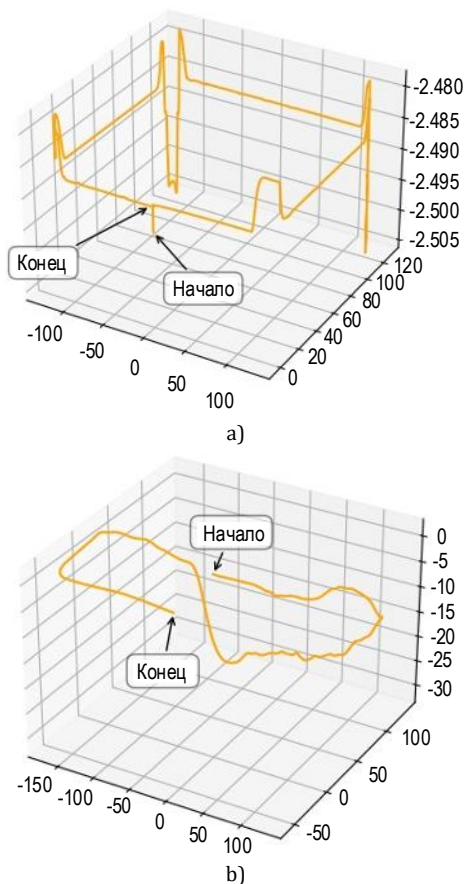


Рис. 2. Маршруты движения автомобиля в симуляционных средах: движение автомобиля в городской среде (а) и по пересеченной местности (б)

Fig. 2. Vehicle Routes in Simulation Environments: the Graph Shows the Car Moving in an Urban Environment (a) and Outside the Rough Terrain (b)

Погодные условия

Симулятор *AirSim* позволяет задавать различные условия среды, что было использовано для записи аналогичных маршрутов в разнообразных погодных условиях. Были записаны маршруты со следующими входными параметрами – 25, 50, 75 и 100 %: обычная погода, снег, снег и заснеженность дороги; дождь, дождь и мокрота дороги; падающие листья, падающие листья и листья на дороге; туман; пыльная буря. Поскольку карта *TrapCam* представляет из себя пересеченную местность, на ней отсутствуют дороги, поэтому все конфигурации,

влияющие на дорожное полотно, для данной среды не рассматривались.

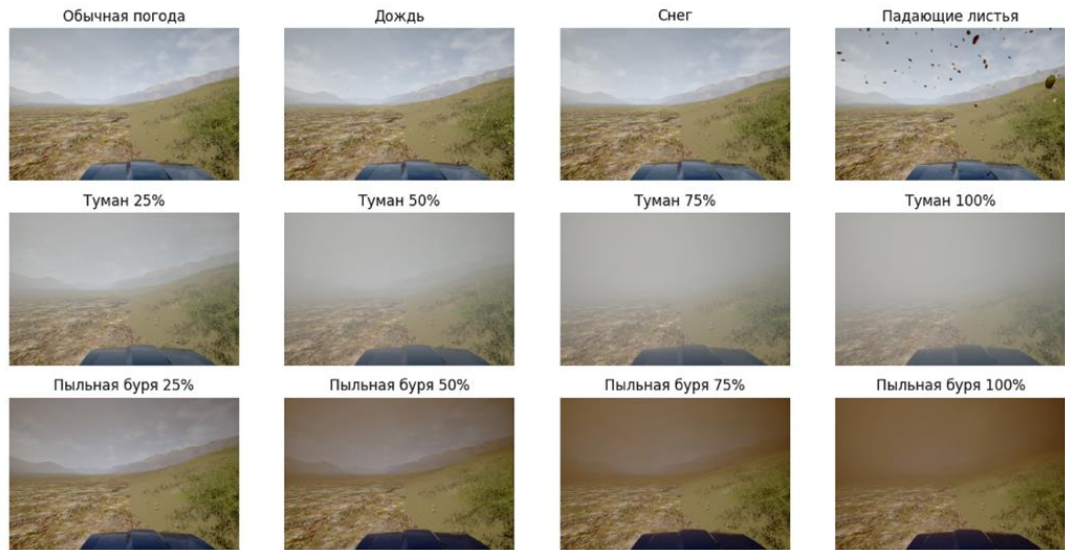
Таким образом в общей сложности было проведено 36 симуляций, из которых 24 пришлось на городскую среду, а 12 – на пересеченную местность. Изображения с левой камеры, отображающие погодные изменения при изменении конфигураций, можно увидеть на рисунке 3. На рисунках можно видеть, что при высоких уровнях тумана и пыли обе местности становятся плохо различимы и скорее всего это усложнит извлечение ключевых точек. Наличие дождя или снега не сильно заметно на отдельных изображениях с камеры, поэтому, вероятно они не будут существенно ухудшать точность локализации.

Формат данных

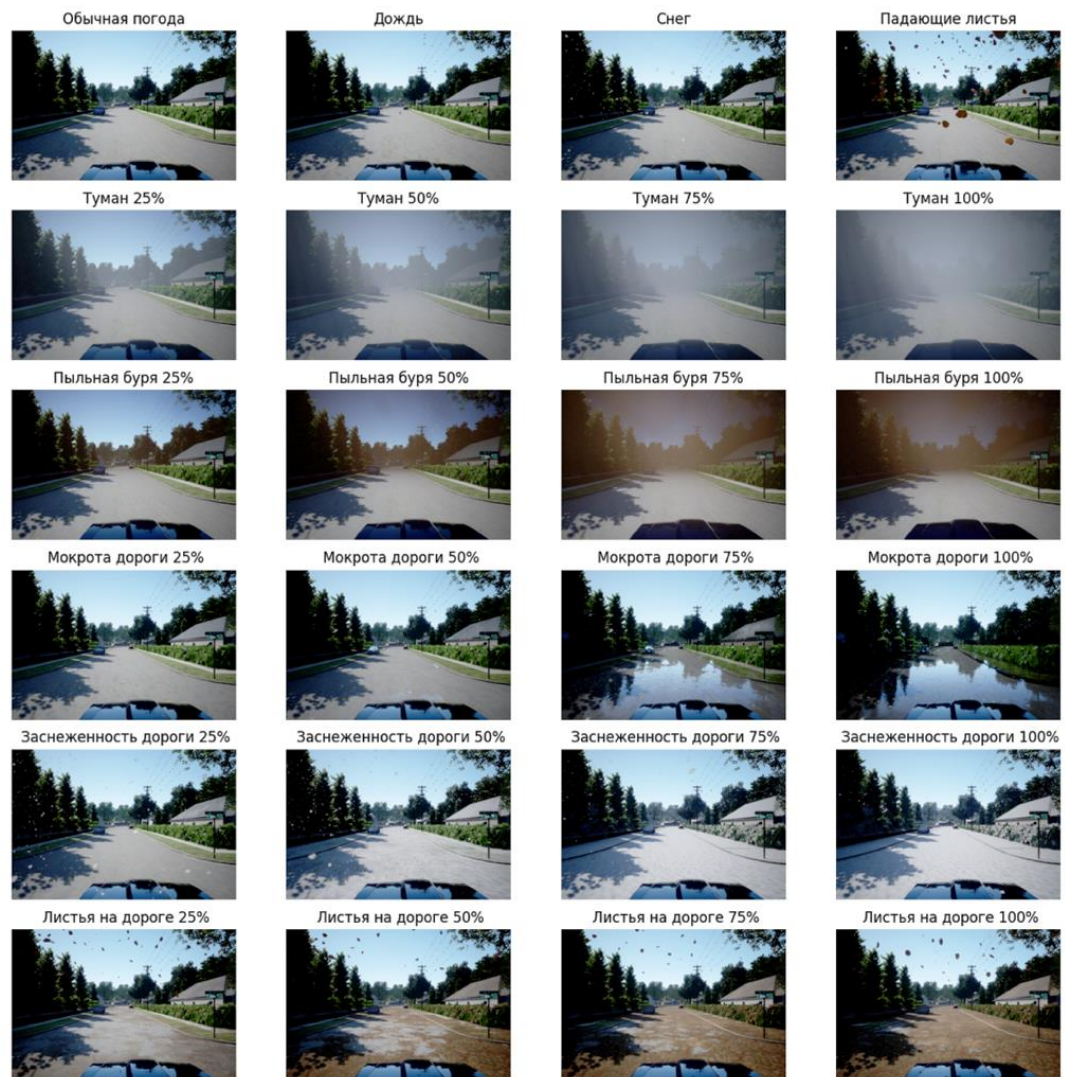
Для распространения набор данных был разделен на отдельные поднаборы, каждый из которых советует одному проезду в городской или гористой местности. Поскольку даже при наличии паузы между остановкой симуляции и сбором показаний датчиков случаются наносекундные расхождения в интервалах забора, кроме самих показаний датчиков, для каждого поднабора добавлен файл *airsim_rec.txt*, в котором представлено сопоставление временных меток и названий изображений с левой и правой камер. Также в каждом поднаборе присутствует файл *camera_info.csv*, содержащий истинные координаты левой камеры автомобиля и положение кватерниона для всех временных меток. Изображения с камер находятся в папке *images/* в формате PNG и имеют название формата {название камеры} {интервал времени}.png, название камеры может быть либо *fron_left*, либо *fron_right*. Ссылки на поднаборы, а также скрипты для сбора данных и конфигурационные файлы *AirSim* можно найти в репозитории по ссылке <https://github.com/avpodtikhov/VSLAM-dataset-AirSim>.

Результаты

Оценка влияния погодных условий на точность локализации осуществлялась для одного из наиболее используемых алгоритмов одновременной локализации и построения карты ORB-SLAM3 [15]. Алгоритм применялся с использованием стереокамеры, из-за этого масштаб карты вычислялся верно и дополнительные преобразования координат не требовались. Для каждого временного интервала вычислялось евклидово расстояние между предсказанным положением робота и его истинным положением. Затем для каждой поездки эти расстояния усреднялись для получения метрики средней ошибки локализации. Результаты вычислений можно увидеть в таблице 3, из нее можно сделать вывод, что сложные погодные условия влияют на точность, хотя и не всегда негативно.



a)



b)

Рис. 3. Изображения с левой камеры автомобиля при различных погодных условиях на пересеченной местности (a) и в городской среде (b)

Fig. 3. Images from the Left Camera of the Car under Various Weather Conditions in Rough Terrain (a) and in an Urban Environment (b)

ТАБЛИЦА 3. Средняя ошибка локализации алгоритма ORB-SLAM3 с использованием стереокамеры при различных погодных условиях

TABLE 3. Average Localization Error of the ORB-SLAM3 Algorithm Using a Stereo Camera under Different Weather Conditions

Погодные условия		Средняя ошибка локализации	
		Городская среда	Пересеченная местность
Обычная погода		1.71	20.93
Снег	Заснеженность дороги 0 %	2.38	357.86
Снег	Заснеженность дороги 25 %	2.08	–
Снег	Заснеженность дороги 50 %	1.22	–
Снег	Заснеженность дороги 75 %	1.39	–
Снег	Заснеженность дороги 100 %	2.13	–
Дождь	Мокрота дороги 0 %	1.94	13.03
Дождь	Мокрота дороги 25 %	1.76	–
Дождь	Мокрота дороги 50 %	1.83	–
Дождь	Мокрота дороги 75 %	1.91	–
Дождь	Мокрота дороги 100 %	2.46	–
Падающие листья	Листья на дороге 0 %	1.65	49.37
Падающие листья	Листья на дороге 25 %	1.44	–
Падающие листья	Листья на дороге 50 %	2.03	–
Падающие листья	Листья на дороге 75 %	1.24	–
Падающие листья	Листья на дороге 100 %	0.87	–
Туман 25 %		2.05	17.3
Туман 50 %		1.70	78.15
Туман 75 %		1.54	106.38
Туман 100 %		3.76	140.83
Пыльная буря 25 %		1.28	18.73
Пыльная буря 50 %		1.84	29.67
Пыльная буря 75 %		1.97	ЛОКАЛЬНАЯ КАРТА ПОТЕРЯНА
Пыльная буря 100 %		2.68	ЛОКАЛЬНАЯ КАРТА ПОТЕРЯНА

Рассматривая случаи функционирования в городской среде, обладающие большим разнообразием, из-за которого может быть извлечено множество ключевых точек, видно, что погодные условия

влияют на ошибку локализации не критически, наибольшая ошибка наблюдается при плохой видимости: сильном тумане и сильной пыльной буре, снег и дождь отрицательно влияют на точность, создавая ложные ключевые точки или закрывая предыдущие, при этом увеличение заснеженности или появление листвы на дороге влияют положительно, добавляя дополнительный рельеф на карту, в то же время слишком большой объем снега не образует отдельные заснеженные участки, а ложится равномерно, скрывая изначальный рельеф местности.

В случае пересеченной местности изначальная ошибка локализации значительно больше, а также погодные условия оказывают большее влияние. При большой пыльной буре алгоритм вовсе не справляется с задачей поддержания локальной карты местности, поскольку объекты, находящиеся далеко от робота, становятся плохо различимы. Аналогичная ситуация наблюдается с туманностью: хотя алгоритм справляется с локализацией, но ошибка увеличивается до 7 раз относительно нормальных погодных условий. Однако при небольшом тумане и пыльной буре точность немного улучшается, скорее всего это связано с увеличением контрастности местности. Падающие листья и снег создают ложные ключевые точки, находящиеся близко к камере, и ухудшают локализацию.

Таким образом, можно сделать заключение, что погодные условия влияют на точность локализации алгоритма ORB-SLAM3, поэтому в открытых пространствах его использование может быть затруднено, в особенности это касается однородных сред, таких как пересеченная местность, используемая в данной работе.

Заключение

В данной работе был выполнен краткий обзор наборов данных для тестирования Visual SLAM-алгоритмов, выявлена проблема, отсутствия в существующих наборах, достаточной информации для оценки устойчивости алгоритмов к различным погодным условиям и был представлен новый набор данных, основной задачей которого является восполнение этого недостатка. Наш набор данных состоит из 24 последовательностей движения автомобиля в городской среде с длиной маршрута 745 м, и 12 последовательностей движения по холмистой местности с длиной маршрута 875 м. Последовательности представлены в виде изображений со стереокамеры и истинными положениями робота, собранными с интервалом в 30 Гц. Собранный из симуляционной среды AirSim, в отличие от существующих наборов данных, он позволяет оценить влияние конкретных параметров окружающей среды в плотной городской среде и разрежен-

ной пересеченной местности без учета динамических объектов и при условии одинаковых траекторий движения робота. Таким образом, наш набор данных может послужить ценным материалом при всестороннем тестировании и анализе применимости Visual SLAM-алгоритмов. Подобный анализ был проведен для алгоритма ORB-SLAM3 с использованием стереокамеры. Результаты анализа показали, что в городской среде неэкстремальные погодные условия не сильно сказываются на точности локализации. К экстремальным условиям можно отне-

сти сильный туман и сильную пыльную бурю, когда видимость существенно снижается: ошибка локализации повышается, соответственно, на 120 и 56 % относительно изначальных 1.71 м в среднем. В свою очередь, на пересеченной местности влияние погодных условий значительно и может приводить к существенному росту ошибок. Так при наличии сильной пыльной бури локальная карта алгоритма была потеряна, что привело к невозможности локализации, а при снегопаде ошибка локализации повысилась с 21 до 358 м.

Список источников

1. Olson C.F., Matthies L.H., Schoppers H., Maimone M.W. Robust stereo ego-motion for long distance navigation // *Proceedings of IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR 2000, Hilton Head, USA, 15 June 2000)*. Cat. No. PR00662. IEEE, 2000. Vol. 2. PP. 453–458. DOI:10.1109/CVPR.2000.854879
2. Schubert D., Goll T., Demmel N., Usenko V., Stückler J., Cremers D. The TUM VI Benchmark for Evaluating Visual-Inertial Odometry // *Proceedings of IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS, Madrid, Spain, 01–05 October 2018)*. IEEE, 2018. PP. 1680–1687. DOI:10.1109/IROS.2018.8593419
3. Fischler M.A., Bolles R.C. Random sample consensus: a paradigm for model fitting with applications to image analysis and automated cartography // *Communications of the ACM*. 1981. Vol. 24. Iss. 6. PP. 381–395. DOI:10.1145/358669.358692
4. Shah S., Dey D., Lovett C., Kapoor A. Airsim: High-Fidelity Visual and Physical Simulation for Autonomous Vehicles // *Results of the 11th International Conference on Field and Service Robotics (Zurich, Switzerland, 12–15 September 2017)*. Springer Proceedings in Advanced Robotics. Cham: Springer, 2018. Vol. 5. PP. 621–635. DOI:10.1007/978-3-319-67361-5_40
5. Maddern W., Pascoe G., Newman P. 1 year, 1000 km: The oxford robotcar dataset // *The International Journal of Robotics Research*. 2017. Vol. 36. Iss. 1. PP. 3–15. DOI:10.1177/0278364916679
6. Cordts M., Omran M., Ramos S., Scharwachter T., Enzweiler M., Benenson R., et al. The Cityscapes Dataset. URL: <https://markus-enzweiler.de/downloads/publications/cordts15-cvprws.pdf> (Accessed 18.01.2024)
7. Geiger A., Lenz P., Urtasun R. Are we ready for autonomous driving? The KITTI vision benchmark suite // *Proceedings of IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (Providence, USA, 16–21 June 2012)*. IEEE, 2012. PP. 3354–3361. DOI:10.1109/CVPR.2012.6248074
8. Engel J., Usenko V., Cremers D. A Photometrically Calibrated Benchmark for Monocular Visual Odometry // *arXiv preprint arXiv:1607.02555*. 2016. DOI:10.48550/arXiv.1607.02555
9. Chebrolu N., Lottes P., Stachniss C., Winterhalter W., Burgard W., Stachniss C. Agricultural robot dataset for plant classification, localization and mapping on sugar beet fields // *The International Journal of Robotics Research*. 2017. Vol. 36. Iss. 10. PP. 1045–1052. DOI:10.1177/0278364917720510
10. Pire T., Mujica M., Civera J., Kofman E. The Rosario dataset: Multisensor data for localization and mapping in agricultural environments // *The International Journal of Robotics Research*. 2019. Vol. 38. Iss. 6. PP. 633–641. DOI:10.1177/0278364919841437
11. Minoda K., Schilling F., Wüest V., Floreano D., Yairi T. Viode: A Simulated Dataset to Address the Challenges of Visual-Inertial Odometry in Dynamic Environments // *IEEE Robotics and Automation Letters*. 2021. Vol. 6. Iss. 2. PP. 1343–1350. DOI:10.1109/LRA.2021.3058073
12. Soliman A., Bonardi F., Sidibé D., Bouchafa S. IBIScape: A Simulated Benchmark for multi-modal SLAM Systems Evaluation in Large-scale Dynamic Environments // *Journal of Intelligent & Robotic Systems*. 2022. Vol. 106. Iss. 3. P. 53. DOI:10.1007/s10846-022-01753-7
13. Han Y., Liu Z., Sun S., Li D., Sun J., Hong Z., et al. CARLA-Loc: Synthetic SLAM Dataset with Full-stack Sensor Setup in Challenging Weather and Dynamic Environments // *arXiv preprint arXiv:2309.08909*. 2023. DOI:10.48550/arXiv.2309.08909
14. Dosovitskiy A., Ros G., Codevilla F., Lopez A., Koltun V. CARLA: An Open Urban Driving Simulator // *Proceedings of the 1st Annual Conference on Robot Learning (PMLR, 13–15 November 2017)*. 2017. Vol. 78. PP. 1–16.
15. Campos C., Elvira R., Rodríguez J.J.G., Montiel J.M.M., Tardós J.D. ORB-SLAM3: An Accurate Open-Source Library for Visual, Visual-Inertial, and Multimap SLAM // *IEEE Transactions on Robotics*. 2021. Vol. 37. Iss. 6. PP. 1874–1890. DOI:10.1109/TRO.2021.3075644

References

1. Olson C.F., Matthies L.H., Schoppers H., Maimone M.W. Robust stereo ego-motion for long distance navigation. *Proceedings of IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, CVPR 2000, 15 June 2000, Hilton Head, USA, Cat. No. PR00662, vol.2*. IEEE; 2000. p.453–458. DOI:10.1109/CVPR.2000.854879
2. Schubert D., Goll T., Demmel N., Usenko V., Stückler J., Cremers D. The TUM VI Benchmark for Evaluating Visual-Inertial Odometry. *Proceedings of IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, IROS, 01–05 October 2018, Madrid, Spain*. IEEE; 2018. p.1680–1687. DOI:10.1109/IROS.2018.8593419
3. Fischler M.A., Bolles R.C. Random sample consensus: a paradigm for model fitting with applications to image analysis and automated cartography. *Communications of the ACM*. 1981;24(6):381–395. DOI:10.1145/358669.358692

4. Shah S., Dey D., Lovett C., Kapoor A. Airsim: High-Fidelity Visual and Physical Simulation for Autonomous Vehicles. *Results of the 11th International Conference on Field and Service Robotics, 12–15 September 2017, Zurich, Switzerland. Springer Proceedings in Advanced Robotics, vol.5*. Cham: Springer; 2018. p.621–635. DOI:10.1007/978-3-319-67361-5_40
5. Maddern W., Pascoe G., Newman P. 1 year, 1000 km: The oxford robotcar dataset. *The International Journal of Robotics Research*. 2017;36(1):3–15. DOI:10.1177/0278364916679
6. Cordts M., Omran M., Ramos S., Scharwachter T., Enzweiler M., Benenson R., et al. The Cityscapes Dataset. URL: <https://markus-enzweiler.de/downloads/publications/cordts15-cvprws.pdf> [Accessed 18.01.2024]
7. Geiger A., Lenz P., Urtasun R. Are we ready for autonomous driving? The KITTI vision benchmark suite. *Proceedings of IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, 16–21 June 2012, Providence, USA*. IEEE; 2012. p.3354–3361. DOI:10.1109/CVPR.2012.6248074
8. Engel J., Usenko V., Cremers D. A Photometrically Calibrated Benchmark for Monocular Visual Odometry. *arXiv preprint arXiv:1607.02555*. 2016. DOI:10.48550/arXiv.1607.02555
9. Chebrolu N., Lottes P., Stachniss C., Winterhalter W., Burgard W., Stachniss C. Agricultural robot dataset for plant classification, localization and mapping on sugar beet fields. *The International Journal of Robotics Research*. 2017;36(10):1045–1052. DOI:10.1177/0278364917720510
10. Pire T., Mujica M., Civera J., Kofman E. The Rosario dataset: Multisensor data for localization and mapping in agricultural environments. *The International Journal of Robotics Research*. 2019;38(6):633–641. DOI:10.1177/0278364919841437
11. Minoda K., Schilling F., Wüest V., Floreano D., Yairi T. Viode: A Simulated Dataset to Address the Challenges of Visual-Inertial Odometry in Dynamic Environments. *IEEE Robotics and Automation Letters*. 2021;6(2):1343–1350. DOI:10.1109/LRA.2021.3058073
12. Soliman A., Bonardi F., Sidibé D., Bouchafa S. IBIScape: A Simulated Benchmark for multi-modal SLAM Systems Evaluation in Large-scale Dynamic Environments. *Journal of Intelligent & Robotic Systems*. 2022;106(3):53. DOI:10.1007/s10846-022-01753-7
13. Han Y., Liu Z., Sun S., Li D., Sun J., Hong Z., et al. CARLA-Loc: Synthetic SLAM Dataset with Full-stack Sensor Setup in Challenging Weather and Dynamic Environments. *arXiv preprint arXiv:2309.08909*. 2023. DOI:10.48550/arXiv.2309.08909
14. Dosovitskiy A., Ros G., Codevilla F., Lopez A., Koltun V. CARLA: An Open Urban Driving Simulator. *Proceedings of the 1st Annual Conference on Robot Learning, PMLR, 13–15 November 2017, vol.78*. 2017. p.1–16.
15. Campos C., Elvira R., Rodríguez J.J.G., Montiel J.M.M., Tardós J.D. ORB-SLAM3: An Accurate Open-Source Library for Visual, Visual-Inertial, and Multimap SLAM. *IEEE Transactions on Robotics*. 2021;37(6):1874–1890. DOI:10.1109/TRO.2021.3075644

Статья поступила в редакцию 11.12.2023; одобрена после рецензирования 16.01.2024; принята к публикации 17.01.2024.

The article was submitted 11.12.2023; approved after reviewing 16.01.2024; accepted for publication 17.01.2024.

Информация об авторах:

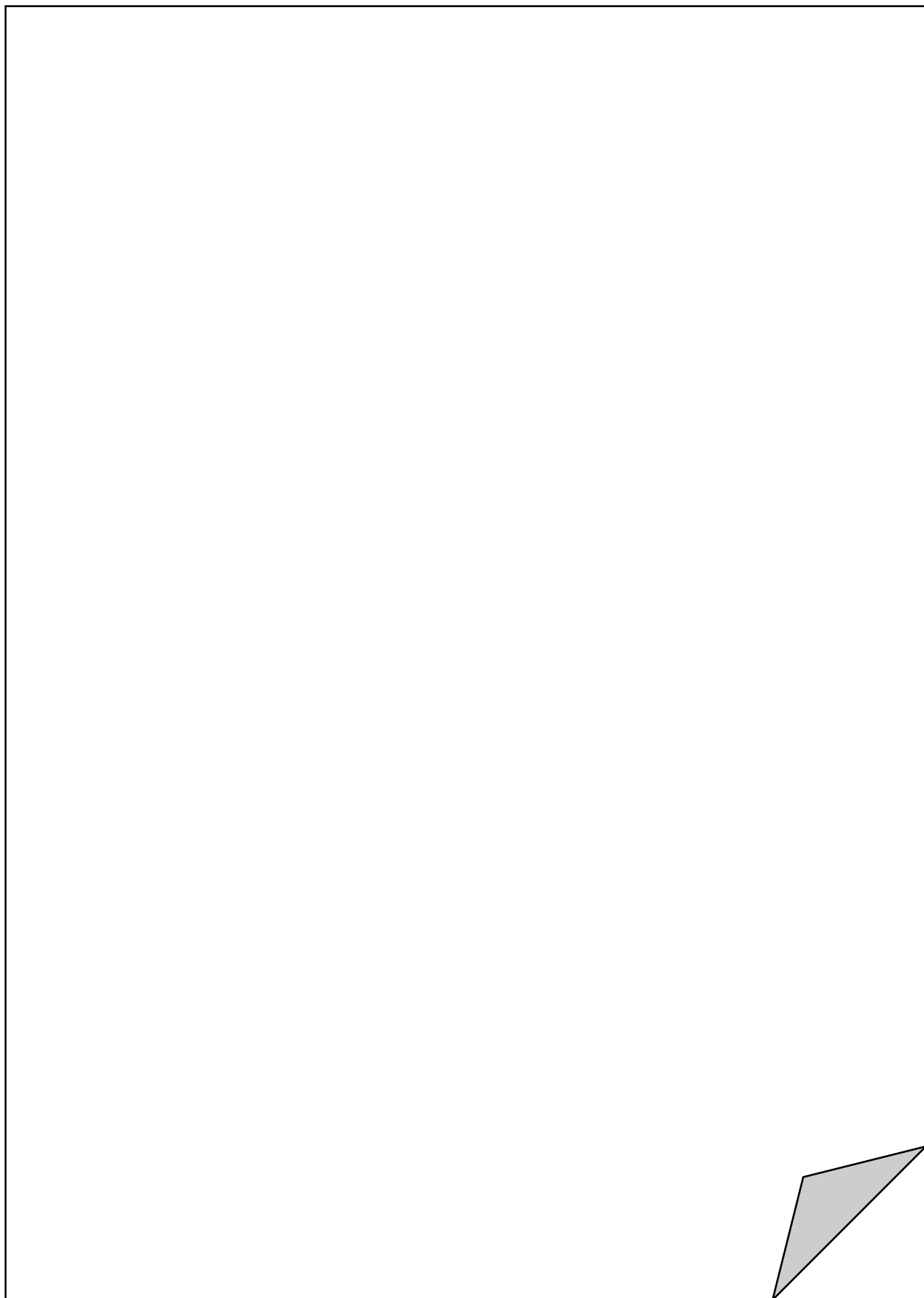
ПОДТИХОВ
Артур Владимирович

аспирант лаборатории автономных робототехнических систем Санкт-Петербургского Федерального исследовательского центра Российской академии наук
 <https://orcid.org/0009-0008-3022-5282>

САВЕЛЬЕВ
Антон Игоревич

кандидат технических наук, старший научный сотрудник лаборатории автономных робототехнических систем Санкт-Петербургского Федерального исследовательского центра Российской академии наук
 <https://orcid.org/0000-0003-1851-2699>

ДЛЯ ЗАМЕТОК



22-31
десятилетие
науки и технологий

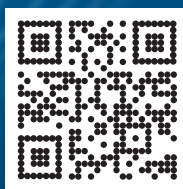
23—26 апреля 2024

СВЯЗЬ

36-я международная
выставка «Информационные
и коммуникационные технологии»

Экспозиция «Навитех» —
«Навигационные системы, технологии и услуги»

www.sviaz-expo.ru



Россия, Москва,
ЦВК «ЭКСПОЦЕНТР»



12+
Реклама

78 РЕГИОНАЛЬНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ
СТУДЕНТОВ, АСПИРАНТОВ И МОЛОДЫХ УЧЕНЫХ

СТУДЕНЧЕСКАЯ ВЕСНА

28-29 МАЯ 2024

Научные направления:

-  Радиотехнологии связи
-  Инфокоммуникационные сети и системы
-  Информационные системы и технологии
-  Теоретические основы радиоэлектроники
-  Цифровая экономика, управление и бизнес-информатика
-  Социальные цифровые технологии
-  Сети связи специального назначения



РЕГИСТРАЦИЯ
и подробности
о конференции на сайте:
VESNA.SUT.RU

СПбГУТ)))

Выходные данные



Товарный знак №929373, правообладатель: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича», 191186, Санкт-Петербург, наб. реки Мойки, 61, литера А (RU)
Зарегистрирован в Государственном реестре товарных знаков и знаков обслуживания Российской Федерации 13.03.2023 г. Заявка №2022733914

План издания научной литературы 2024 г., п. 4.2

Дата выхода в свет	Усл.-печ. л.	Формат	Тираж	Заказ	Свободная цена
06.03.2024	13,75	60×84 _{1/8}	1000 экз.	№ 1587	

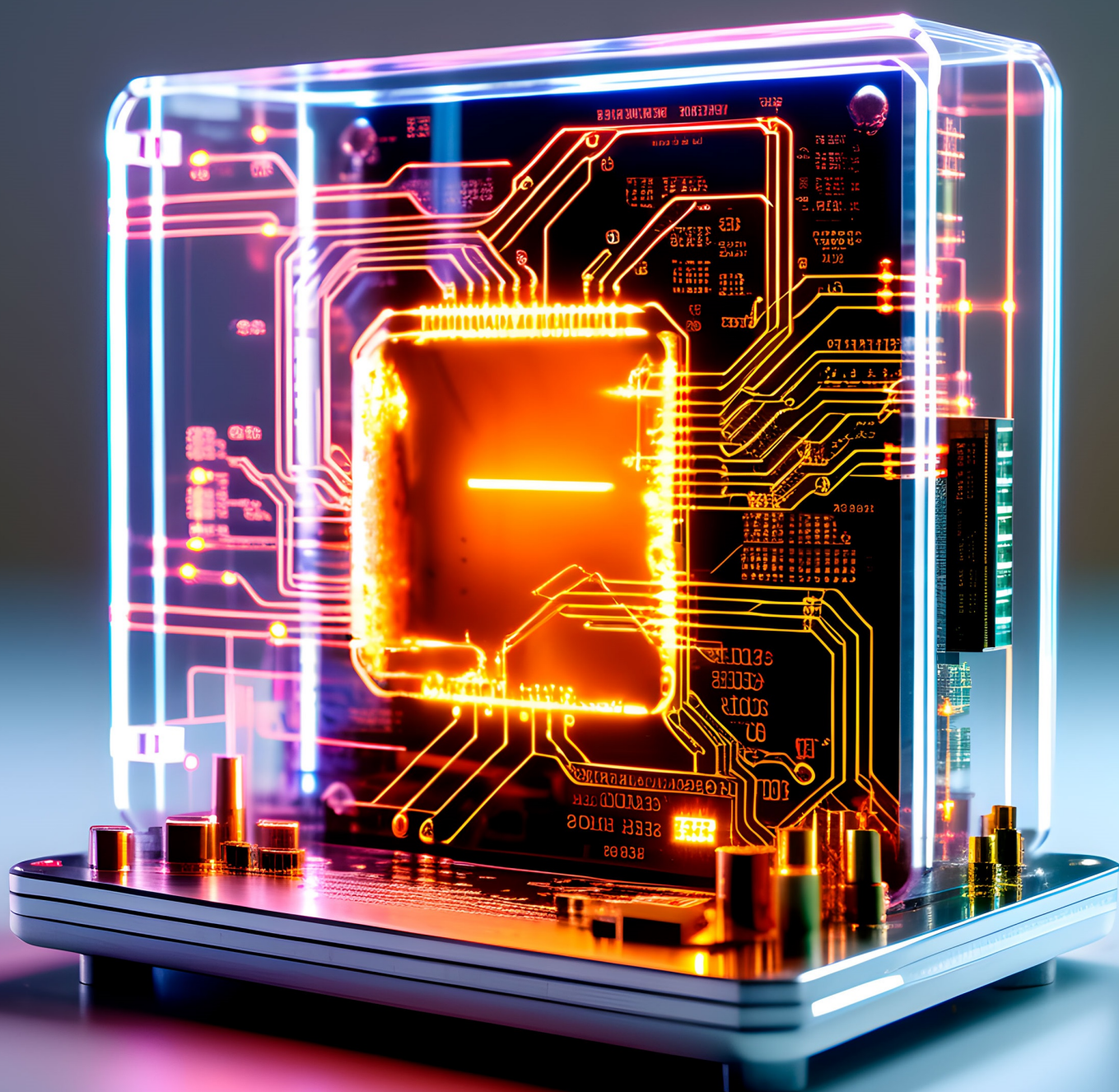
Ответственный редактор **Татарникова И.М.**
Выпускающий редактор **Яшугин Д.Н.**
Дизайн: **Коровин В.М.**
Обложка: **Израилов К.Е.** (<https://playgroundai.com>)

Адрес СПбГУТ:
19323, Санкт-Петербург, пр. Большевиков, 22/1

Учредитель и издатель:

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования "Санкт-Петербургский государственный университет
телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича"

E-mail: tuzs@sut.ru Web: tuzs.sut.ru VK: vk.com/spbtuzs



Подписной индекс в Объединенном каталоге "ПРЕССА РОССИИ" - 59983