



Том 8. № 1
2022

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

ТРУДЫ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ СВЯЗИ

Темы номера:

- ✓ Исследование передачи видеоданных с борта БЛА самолетного типа
- ✓ Применение векторов движения для идентификации сжатого видеопотока
- ✓ Реализация оптимального некогерентного демодулятора ЧМ-сигнала

Vol. 8. Iss. 1
2022

PROCEEDINGS
OF TELECOMMUNICATION UNIVERSITIES

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

Научный журнал

**ТРУДЫ
УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ СВЯЗИ**

Том 8. № 1

Proceedings of Telecommunication Universities

Vol. 8. Iss. 1

Санкт-Петербург

2022

Описание журнала

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

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

1.2.2 Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ

2.2.6 Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы

2.2.13 Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

2.2.14 Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

2.2.15 Системы, сети и устройства телекоммуникаций

2.2.16 Радиолокация и радионавигация

2.3.1 Системный анализ, управление и обработка информации

2.3.6 Методы и системы защиты информации, информационная безопасность

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

Редакционный совет

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

Регистрационная информация

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

Подписной индекс в объединенном каталоге «ПРЕССА РОССИИ»: 59983

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

Контактная информация

Учредитель и издатель:	Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича» (СПбГУТ)	Адрес: 193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков, 22/1, к. 334/2 редакции: +7 (812) 326-31-63, м. т. 2022, +79643759970 Тел.: +7 (812) 326-31-63, м. т. 2022, +79643759970 E-mail: tuzs@spbgut.ru Web: http://tuzs.sut.ru BK: http://vk.com/spbtuzs
Адрес учредителя:	191186, Санкт-Петербург, набережная реки Мойки, д. 61, литера А	

Description

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

05.11.18 Devices and methods of transformation of images and sound

1.2.2 Mathematical modeling, numerical methods and complexes of programs

2.2.6 Optical and optoelectronic devices and complexes

2.2.13 Radio engineering, including television systems and devices

2.2.14 Antennas, microwave devices and its technologies

2.2.15 Systems, networks and telecommunication devices

2.2.16 Radiolocation and radio navigation

2.3.1 System analysis, management and information processing

2.3.6 Methods and systems of information security, cybersecurity

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

Editorial Board

K.V. Dukel'skii <i>Editor-in-chief</i>	PhD, associate prof., executive Director of Open Joint Stock Company «S.I. Vavilov State Optical Institute» (SOI), Saint-Petersburg, Russia
M.V. Buinevich <i>Deputy editor-in-chief</i>	DSc, prof., The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia
N.N. Rozanov	DSc, prof., member-corr. RAS, Open Joint Stock Company «S.I. Vavilov State Optical Institute» (SOI), Saint-Petersburg, Russia
Y. Koucheryav	PhD, Tampere University of Technology, Tampere, Finland
I. Hošek	PhD, Brno University of Technology, Brno, Czech Republic
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-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunication (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia
A.K. Kanaev	DSc, prof., Emperor Alexander I-st Petersburg State Transport University (PSTU), Saint-Petersburg, Russia
S.N. Novikov	DSc, prof., Siberian State University of Telecommunications and Information Sciences (SibSUTIS), Novosibirsk, Russia
S.V. Dvornikov	DSc, prof., Military Academy of Telecommunications named after Marshal Union S.M. Budyonny, Saint-Petersburg, Russia
V.I. Korzhik	DSc, prof., The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunication (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia
Yu.A. Kovalgin	DSc, prof., The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunication (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia
A.G. Vladyko	PhD, The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunication (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia

Registration Information

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

Subscription index for joint catalog «PRESSA ROSSII»: 59983

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

Contact Information

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

Профессору А.Е. Кучерявому – 70 Все еще впереди!

Доктору технических наук, профессору, заведующему кафедрой сетей связи и передачи данных, члену Ученого совета СПбГУТ, Почетному члену НТОРЭС им. А.С. Попова, главному редактору журнала «Информационные технологии и телекоммуникации», члену редакционного совета научного журнала «Труды учебных заведений связи» Андрею Евгеньевичу Кучерявому 2 февраля 2022 г. исполнилось 70 лет.

Андрей Евгеньевич, коренной ленинградец, родился 2 февраля 1952 г. Окончив в 1969 г. школу с золотой медалью, поступил в Ленинградский электротехнический институт связи им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, который закончил с отличием в 1974 г.

В том же году молодой специалист поступил на работу в ЛОНИИС, в котором верой и правдой за 30 лет прошел долгий и непростой путь от инженера до заместителя директора института по научной работе. Там же, в ЛОНИИС, в 1982 г., Андрей Евгеньевич защитил кандидатскую диссертацию, а в 1994 г. – докторскую. В 1983 г. назначен начальником лаборатории, а через 2 года, по рекомендации директора ЛОНИИС А.Н. Голубева – заместителем директора института, став самым молодым руководителем предприятия отрасли.

В этом статусе он не только сумел поднять отраслевую науку до всемирно признанного уровня, но и выполнил ряд достаточно значимых опытно-конструкторских работ. Андрей Евгеньевич стал главным конструктором первого отечественного цифрового концентратора (1989 г.) для цифровых станций DX-200 (Nokia) и в должности заместителя главного конструктора участвовал в разработке отечественной цифровой АТСЦ-90 (1994 г.).

При его непосредственном участии были организованы международные семинары по теории телетрафика, в которых, начиная с 1993 г., на протяжении десяти лет, участвовали специалисты разных стран мира: США, Франции, ЮАР, Австралии и др. Андрей Евгеньевич стал автором и научным руководителем проектов по созданию сети сигнализации ОКС № 7 и Интеллектуальной сети связи в Российской Федерации. В 1997 г. в ЛОНИИС под его непосредственным руководством разворачивается первая в стране модельная сеть цифровых систем коммутации, которая впоследствии принесет большую пользу нашей Родине, станет прообразом последующих работ в области модельных сетей, в том числе и в рамках МСЭ-Т.

В октябре 2003 г. Андрей Евгеньевич перешел в Центральный научно-исследовательский институт связи, где ему поручают ответственное задание – поднять уровень работ в Международном Союзе Электросвязи. В 2004 г. он был избран вице-председателем 11-й Исследовательской Комиссии и в дальнейшем организовал работу так, что в фокусе деятельности Комиссии были выполнены все



исследования по проблемам тестирования сетей связи NGN. Деятельность представителя России была оценена достаточно высоко – в 2016 г. Андрей Евгеньевич был избран на пост председателя ИК 11, кем и является по сей день.

С 2011 г. Андрей Евгеньевич работает в Санкт-Петербургском государственном университете телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича – сначала заведующим кафедрой сетей связи, а немного позже, после присоединения двух кафедр – заведующим кафедрой сетей связи и передачи данных (ССиПД). На кафедре под его руководством создается модельная сеть, которая стала совершенно новой не только для нашего университета, но и для всего научного сообщества. Также в 2012 г. была развернута модельная сеть Интернета Вещей, первая в стране и одна из первых в мире, что дало мощный толчок и образовательному процессу, и научным исследованиям. На кафедру стала приходиться перспективная молодежь. В аспирантуру поступили более 40 талантливых специалистов, стала формироваться мощная интеллектуальная сила.

Наукометрические показатели сотрудников кафедры выросли настолько, что минимизированы риски представления заявок на участие в различных грантах. Считается за правило, когда магистр поступает в аспирантуру с достойными результатами, опубликованными в WoS и/или SCOPUS.

По индексу Хирша Андрей Евгеньевич поднял планку для всех перспективных ученых: РИНЦ – 34, SCOPUS – 18, WoS – 14. Области исследований кафедры ширятся с каждым годом – за Интернетом Вещей последовали Тактильный Интернет (2016 г.), Сети связи с ультрамалыми задержками (2018 г.), Дополненная реальность (2018 г.) и Модельная сеть для исследования и обучения в области услуг те-

**ЖУРНАЛЫ И СБОРНИКИ КОНФЕРЕНЦИЙ,
В КОТОРЫХ ОПУБЛИКОВАНЫ РАБОТЫ
ПРОФЕССОРА А.Е. КУЧЕРЯВОГО:**

- ✓ Электросвязь
- ✓ Информационные технологии и телекоммуникации
- ✓ Lecture Notes in Computer Science
- ✓ Communications in Computer and Information Science
- ✓ Вестник связи
- ✓ Труды учебных заведений связи
- ✓ IEEE Access
- ✓ Journal of Sensor and Actuator Networks
- ✓ Lecture Notes in Electrical Engineering
- ✓ Телекоммуникации
- ✓ Труды Научно-исследовательского института радио
- ✓ Future Internet
- ✓ Infocommunications Journal
- ✓ T-Comm: Телекоммуникации и транспорт
- ✓ Wireless Communications and Mobile Computing
- ✓ СПб НТОРЭС: труды ежегодной НТК
- ✓ Advances in Intelligent Systems Research
- ✓ Applied Sciences (Switzerland)
- ✓ Computer Communications
- ✓ Electronics (Switzerland)
- ✓ Engineering Science and Technology, an International Journal
- ✓ IEEE Journal on Selected Areas in Communications
- ✓ Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering
- ✓ Sensors
- ✓ Sustainability
- ✓ Известия СПбГЭТУ (ЛЭТИ)
- ✓ Информация и космос
- ✓ Мобильные телекоммуникации
- ✓ Труды МФТИ

леприсутствия (2021 г.). По словам Андрея Евгеньевича, «уж как минимум на пять лет нам этой работы хватит».

Андрей Евгеньевич имеет звание Мастера связи и почетного члена НТОРЭС им. А.С. Попова, активно работает в Редколлегии отраслевого журнала «Электросвязь» и научного журнала «Труды учебных заведений связи», выпускает журнал «Информационные технологии и телекоммуникации».

Профессор А.Е. Кучерявый по праву заслужил признание и высокий авторитет в научном сообществе, является членом оргкомитетов ряда международных конференций. Участвовал в различных научных форумах и семинарах в США, ФРГ, Франции, Италии, Дании, Швейцарии, Аргентине, Бразилии, Танзании, ЮАР, Республики Корея, КНР, странах СНГ.

Все мы – коллеги, друзья, соратники по науке – поздравляем Вас, Андрей Евгеньевич, с юбилеем! Желаем Вам крепкого здоровья, созидания творческой атмосферы и духа доброжелательности, развития всяческих инициатив в любимом коллективе! Мы уверены, что с Вашей энергией и способностями по плечу любые научные проекты и инновации!

*Проректор по научной работе СПбГУТ,
доктор технических наук,
старший научный сотрудник
Александр Викторович Шестаков*

**Парамонов Александр Иванович, д.т.н, доцент,
профессор кафедры ССиПД:**

Познакомился с Андреем Евгеньевичем в 1984 г., когда закончил ЛЭИС им. проф. М.А. Бонч-Бруевича и пришел работать в ЛОНИИС. Тогда Андрей Евгеньевич был молодым кандидатом наук и начальником лаборатории, а я – инженером и вчерашним студентом.

С первой встречи у меня сложилось впечатление о нем как о человеке науки, который ко всем делам подходит с позиции их глубокого и всестороннего осознания. Спустя несколько лет я поступил в аспирантуру, а Андрей Евгеньевич взялся за руководство моей научной работой.

С тех пор многое изменилось, но неизменными остались его замечательные качества как человека и ученого. По настоящее время, как и прежде, мы обсуждаем новые задачи и идеи, в которых он никогда не испытывает недостатка. В 1996 г. я защитил под его руководством кандидатскую, а в 2014 г. докторскую диссертацию, где он был консультантом. Между этими событиями прошло немало лет, часть из них мы работали в разных организациях, но на протяжении всего времени мы не прекращали заниматься наукой.

Андрей Евгеньевич, незаурядный и преданный науке человек, обладающий талантом как ученого, так и педагога. Он наделен неиссякаемой энергией, способен сплотить и зажечь коллектив, вести его за собой.

Я хочу пожелать ему всегда сохранять эти замечательные качества! Традиционно – крепкого здоровья, а также неиссякаемой энергии, новых идей и творческих свершений!

**Маколкина Мария Александровна, д.т.н., доцент,
профессор и заместитель заведующего кафедрой
ССиПД по учебной работе:**

Андрей Евгеньевич оказал довольно большое влияние на круг моих научных интересов и мое развитие как ученого. В 2014 г. под блестящим руководством профессора А.Е. Кучерявого защитила кандидатскую диссертацию на актуальную на тот момент тему про IPTV.

В 2020 г. под неустанным руководством А.Е. Кучерявого защитила докторскую диссертацию на крайне востребованную и стремительно развивающуюся сегодня тему про дополненную реальность в сетях связи, а именно «Разработка и исследование комплекса моделей трафика и методов оценки качества для дополненной реальности».

Андрей Евгеньевич является учителем не только в научной сфере. Будучи внимательным руководителем и ученым международного уровня, побывавшим в самых отдаленных уголках планеты, он каждый день наполняет окружающих его людей новыми увлекательными знаниями, что позволяет постоянно развиваться и двигаться только вперед.

**Мутханна Аммар Салех Али, к.т.н., доцент
кафедры и заместитель заведующего кафедрой
ССиПД по науке:**

Научная школа Андрея Евгеньевича Кучерявого является международной. И те направления, которыми я занимался здесь в аспирантуре – Интернет вещей, новые услуги, приложения, решения в телекоммуникациях – я видел и в Финляндии, и в Словении. Я чувствовал, что коллеги за границей занимаются такими же вещами, как и мы на кафедре. Мне очень помогла основа, которую я набрал здесь, в школе профессора А.Е. Кучерявого. В плане науки и развития Андрей Евгеньевич мне очень помог!

В 2016 г. защитил кандидатскую диссертацию, докторская работа у меня уже готова, и основные результаты достаточно широко опубликованы. Планируем в 2022 г. защищаться с руководителем А.Е. Кучерявым.

СОДЕРЖАНИЕ

CONTENTS

КОМПЬЮТЕРНЫЕ НАУКИ И ИНФОРМАТИКА

*Дворников С.В., Дворников С.С.,
Марков Е.В.*
Модифицированные импульсные последовательности
на основе кодов Баркера

8

*Dvornikov S., Dvornikov Jr. S.,
Markov E.*
Modified pulse sequences based on Barker codes

ЭЛЕКТРОНИКА, ФОТОНИКА, ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И СВЯЗЬ

*Баранов А.А., Никитина А.В.,
Симонова О.А.*
Исследование возможности использования сетей
мобильной связи общего пользования
для передачи видеоданных с борта БЛА

16

*Baranov A., Nikitina A.,
Simonina O.*
The study of the possibility of using public mobile
communication networks
for video data transmission from UAV

Брусин Е.А.
Реализации оптимального некогерентного демодулятора
частотно-модулированного сигнала

27

Brusin E.
Frequency modulated signal's optimum
noncoherent demodulator performance

Диязитдинов Р.Р., Васин Н.Н.
Использование фрагментов телевизионного изображения
системы технического зрения для верификации
повышения помехоустойчивости измерений скорости
протяженного объекта

34

Diyazitdinov R., Vasin N.
Using television image fragments of a machine vision
for verifying noise immunity
of an extended object velocity measurement

*Калачиков А.А., Безгодкин Р.О.,
Петров И.А., Винников А.А.*
Анализ характеристик алгоритмов прекодирования
сигналов в MU-MIMO системе
с использованием модели канала QuaDRiGa

41

*Kalachikov A., Bezgodkin R.,
Petrov I., Vinnikov A.*
Performance evaluation of the MU-MIMO precoding
using the QuaDRiGa channel model

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

Кулик А.А.
Исследование методов оценки и парирования угрозы
авиационного происшествия воздушного судна
вертолетного типа

49

Kulik A.
A study of methods for assessing and parrying
the threat of an accident of a helicopter-type aircraft

Фахрутдинов Р.Ш., Мирин А.Ю.
Изучение возможности использования векторов движения
сжатого видеопотока для его идентификации

57

Fahrutdinov R., Mirin A.
A Study of the possibility of usage motion vectors
of compressed videos to create video identification

ТРУДЫ МОЛОДЫХ УЧЕНЫХ

Белозерцев И.А.
От четвертого поколения к пятому:
виртуализация, программно-определяемые сети
и мобильные краевые вычисления

66

Belozertsev I.
From fourth generation to the fifth: virtualization,
software-defined networks and mobile edge
computing

Дмитриева Ю.С.
Сравнительный анализ методов управления сетевыми
ресурсами в сетях SDN

73

Dmitrieva J.
Comparative analysis of network resource
management methods in SDN

Радзиевская Т.А.
Анализ потерь оптического излучения в полимерных
оптико-электронных шинах
печатных плат нового поколения

84

Radzievskaya T.
Analysis of optical losses in polymer optoelectronic
bus of a new generation printed circuit boards

Силин Д.М.
Вычисление информационных свойств радиоканала
с реальными сигналами и негауссовскими помехами

91

Silin D.
Calculation of information-theoretic properties
of a communication channel with real signals
and non-gaussian noise

КОМПЬЮТЕРНЫЕ НАУКИ И ИНФОРМАТИКА

1.2.2 – Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ

Модифицированные импульсные последовательности на основе кодов Баркера

С.В. Дворников^{1, 2}, С.С. Дворников^{1, 2}, Е.В. Марков²

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

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

*Адрес для переписки: practicsv@yandex.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 05.12.2021

Поступила после рецензирования 11.01.2022

Принята к публикации 14.01.2022

Ссылка для цитирования: Дворников С.В., Дворников С.С., Марков Е.В. Модифицированные импульсные последовательности на основе кодов Баркера // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 1. С. 8–14. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-8-14

Аннотация: Рассмотрен подход к модифицированию манипулирующих импульсных последовательностей, построенных на основе кодов Баркера. Предложено изменять структуру кодируемых импульсов на длительности элементарной посылки с учетом изменения скважности их следования при сохранении общей средней энергии. Получены численные соотношения, определяющие спектральные и временные параметры для семиэлементной импульсной последовательности при увеличении скважности следования импульсов в два и три раза. Рассчитаны численные значения, определяющие соотношения длительности пиков функций взаимной корреляции между модифицированной и канонической формой импульсных последовательностей. Представлены обоснованные оценки, характеризующие повышение разрешающей способности пиков функций взаимной корреляции в 4,43 раза при переходе к предлагаемой модифицированной структуре импульсной последовательности.

Ключевые слова: структура манипулирующих импульсов, последовательности на основе кодов Баркера, функция взаимной корреляции.

Введение

Коды Баркера, благодаря их уникальным корреляционным свойствам, находят широкое применение в различных областях радиотехники. Их активно используют в радиолокации [1–3], в радиосвязи, при формировании широкополосных сигналов [4, 5] и радионавигации [6, 7].

Несмотря на глубокую проработку данного научного направления (впервые представлены научной общественности в 1953 г.), продолжается активное совершенствование методов и способов, основанных на последовательностях Баркера [8–11]. В частности, интерес вызывают работы [12–15], в которых предложен оригинальный подход к синтезу кодов с уникальными корреляционными свойствами на основе квазиортогональных матриц Мерсенна и Рагхаварао, позволяющий формировать новый класс вложенных кодовых конструкций с улучшенными характеристиками.

Однако анализ указанных работ показывает, что дальнейшее развитие данного научного направления, как правило, связано с использованием последовательностей Баркера как информационной кодирующей функции, без непосредственного учета особенностей их амплитудно-временной структуры. Так, в [16] представлены инверсные и зеркальные формы кодов Баркера, а также комбинированные конструкции, формируемые перемножением канонических последовательностей. Но при этом структура самих кодовых последовательностей остается неизменной.

Учитывая указанные обстоятельства, предлагаются результаты исследования корреляционных и спектральных свойств последовательностей Баркера при изменении их импульсной структуры, определяемой скважностью следования локальных максимумов и минимумов в формируемой конструкции.

Общие сведения о кодах Баркера

Практическое применение кодов Баркера обусловлено тем, что для заданного набора комбинации символов они обеспечивают построение корреляционных функций с максимальным соотношением главного пика к пикам боковых лепестков [1]. Класс кодов Баркера включает семь последовательностей длиной 2, 3, 4, 5, 7, 11 и 13 символов. При этом 2- и 4-элементные последовательности имеют два варианта результирующих конструкций, см. таблицу 1.

ТАБЛИЦА 1. Последовательности Баркера

TABLE 1. Barker Code Sequences

Количество символов	Вид (структура) последовательности	
2	+1 -1	+1 +1
3	+1 +1 -1	
4	+1 -1 +1 +1	+1 -1 -1 -1
5	+1 +1 +1 -1 +1	
7	+1 +1 +1 -1 -1 +1 -1	
11	+1 +1 +1 -1 -1 +1 -1 -1 +1 -1	
13	+1 +1 +1 +1 +1 -1 -1 +1 +1 -1 +1 -1 +1	

Важным свойством, объединяющим последовательности Баркера в единый класс, является выполнение следующего требования:

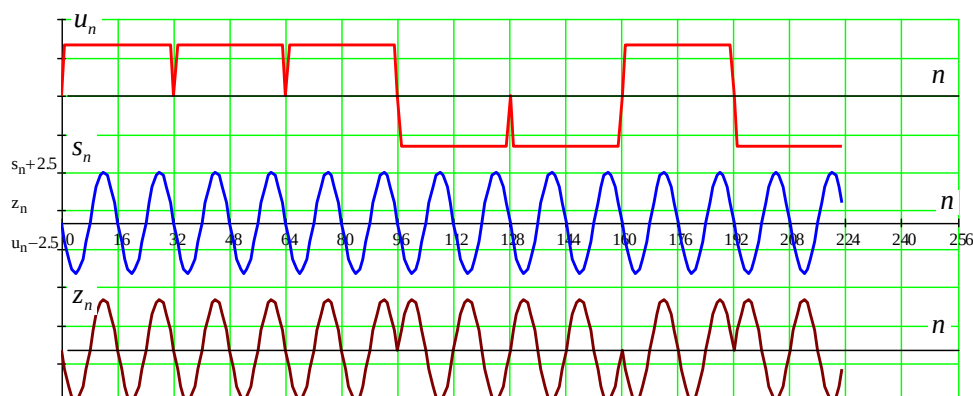


Рис. 1. Временные фрагменты, поясняющие принцип формирования широкополосных сигналов на основе кодов Баркера

Fig. 1. Principle of Formation of Broadband Signals Based on Barker Codes

Проведенный анализ показал, что, как правило, объектом исследования в научных работах выступают импульсные последовательности, сформированные на основе кодов Баркера, а также их корреляционные и спектральные функции [11, 16]. Здесь и далее $k = 0, \dots, K$ – спектральные отсчеты. Так, на рисунках 2 и 3 представлены вектор модуля спектральной функции импульсной последовательности $|U_k|$, сформированной на основе 7-элементного кода, и вектор ее корреляционной функции R_n .

Очевидно, что при таком подходе амплитудные значения манипулирующих импульсов остаются постоянными на длительности информационного элемента.

$$\sum_{n=1}^{N-m} |a_n a_{n+m}| \leq 1, \text{ для всех } 1 \leq m < N, \quad (1)$$

где a_n – текущий элемент последовательности; N – общая длина последовательности.

В общем случае, выражение (1) представляет собой дискретную форму модуля функции корреляции, в которой первый и второй множители могут быть различными последовательностями. Практика реализации технических процедур формирования широкополосных сигналов на основе кодов Баркера предполагает синтез двуполярных последовательностей, которые перемножаются, например, с высокочастотной несущей, как это делается в [4].

В качестве примера на рисунке 1 представлен принцип формирования фазоманипулированного сигнала z_n путем перемножения несущего колебания s_n и двуполярной последовательности импульсов семиэлементного кода Баркера u_n , здесь и далее $n = 0, \dots, N$ – временные отсчеты. Заметим, что в данном случае последовательность Баркера является канонической, поскольку импульсы, определяющие ее структуру, строго следуют друг за другом с единичной скважностью. Здесь и далее представлены результаты моделирования в среде Mathcad с указанием временных и частотных отсчетов по оси абсцисс.

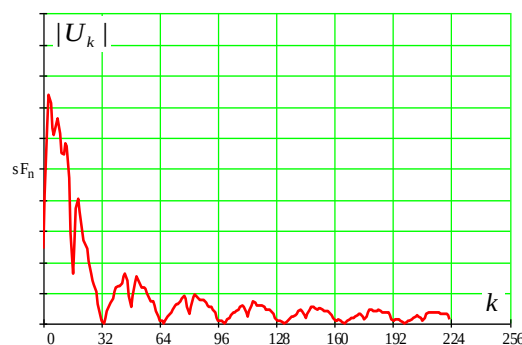


Рис. 2. Спектр функции импульсной последовательности 7-элементного кода Баркера

Fig. 2. The Module of the Spectral Function of the Pulse Sequence of the 7-Element Barker Code



Рис. 3. Корреляционная функция импульсной последовательности 7-элементного кода Баркера

Fig. 3. Correlation Function of the Pulse Sequence of the 7-Element Barker Code

Можно предположить, что изменение структуры манипулирующего импульса приведет к наделению формируемой последовательности новыми свойствами при сохранении общности, характерной для семейства кодов Баркера.

Предложения по модификации структуры импульсных последовательностей

Предлагаемая модификация основана на изменении формы кодируемого импульса на длительности элементарной посылки с учетом изменения скважности следования их максимумов (рисунок 4).

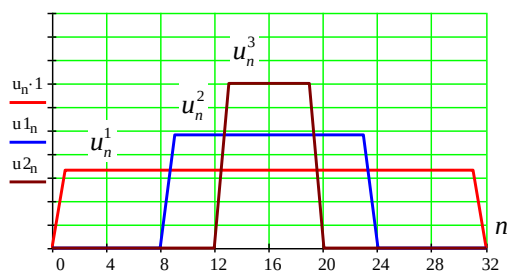


Рис. 4. Структуры импульсов на длительности элементарной посылки

Fig. 4. Structures of Impulses on the Duration of an Elementary Parcel

Другими словами, предлагается изменить скважность следования максимумов импульсов при сохранении принципа их кодирования последовательностями Баркера. Так, на рисунке 4 показаны исходный импульс u_n^1 и два модифицированных u_n^2 и u_n^3 на длительности элементарной посылки. Здесь и далее верхний индекс указывает на размерность скважно-

сти следования максимумов импульсов, а n – параметр дискретных отсчетов. Действительно, если в исходной последовательности временные границы максимума импульса совпадают с его длительностью, т. е. импульсы следуют строго друг за другом, и их скважность равна 1, то у модифицированных импульсов временные границы их максимумов локализованы в более узком интервале, поэтому скважность следования возрастает. Для примера, представленного на рисунке 4, скважность импульсов u_n^2 и u_n^3 равна 2 и 3, соответственно. Заметим, что все импульсы нормированы по средней энергии.

Анализ временных соотношений в модифицированных структурах импульсных последовательностей

Очевидно, что изменение скважности приведет к другому распределению частотных составляющих спектров модифицированных импульсов, что демонстрируется на рисунке 5, и изменению характера их корреляционных свойств.

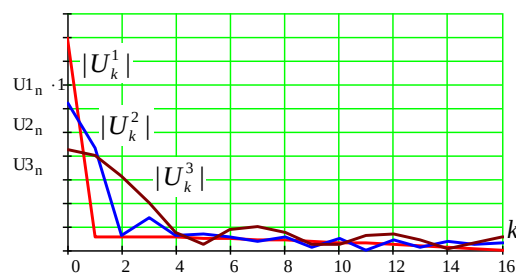


Рис. 5. Спектр импульсов на длительности элементарной посылки

Fig. 5. The Spectrum of Impulses on the Duration of an Elementary Parcel

В частности, для исследования зависимости корреляционных свойств от степени модификации структуры импульсов на основе 7-элементного кода Баркера синтезировались последовательности u_n^1 , u_n^2 и u_n^3 (рисунок 6), для которых были рассчитаны корреляционные функции R_n^1 , R_n^2 , R_n^3 по формуле (1) (рисунок 7).

Согласно полученным результатам, между длительностью импульса τ и шириной главного лепестка корреляционной функции Δ существует обратная зависимость, что согласуется с теорией. Результаты соотношений представлены в таблицах 2 и 3.

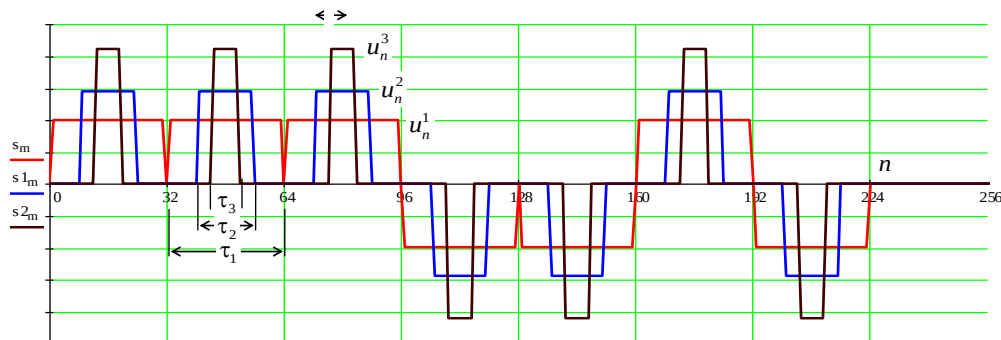


Рис. 6. Импульсные последовательности на основе 7-элементного кода Баркера

Fig. 6. Pulse Sequences Based on the 7-Element Barker Code

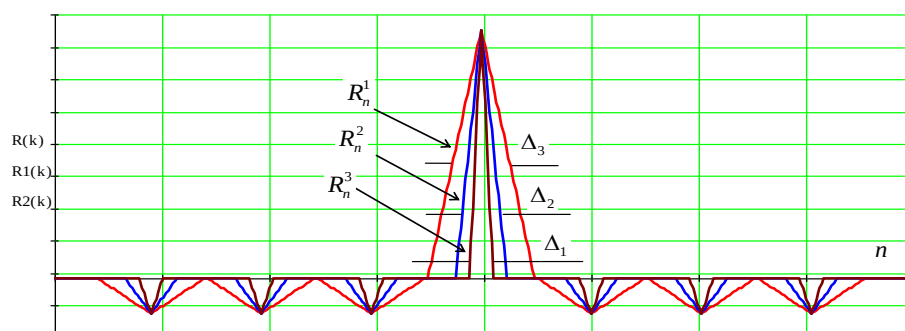


Рис. 7. Корреляционные функции последовательностей на основе 7-элементного кода Баркера

Fig. 7. Sequence Correlation Functions Based on the 7-Element Barker Code

ТАБЛИЦА 2. Соотношение τ_p / τ_i , %

TABLE 2. Pulse Width Ratio (%)

τ_p / τ_i	τ_1	τ_2	τ_3
τ_1	100	50	25
τ_2	200	100	50
τ_3	400	200	100

ТАБЛИЦА 3. Соотношение Δ_p / Δ_i , %

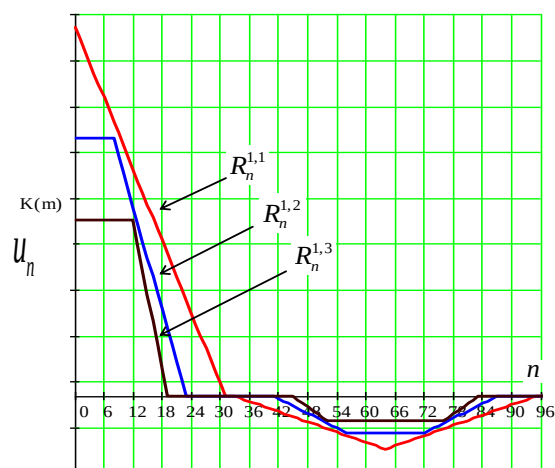
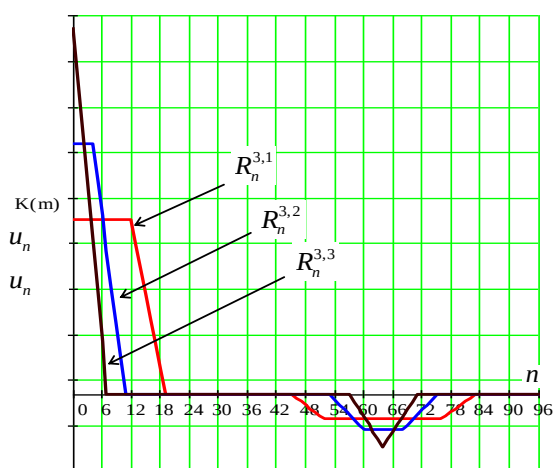
TABLE 3. Correlation Peak Ratio (%)

Δ_p / Δ_i	Δ_1	Δ_2	Δ_3
Δ_1	100	200	400
Δ_2	50	100	200
Δ_3	25	50	100

Наиболее интересным результатом исследования является структура функции взаимной корреляции (ФВК) модифицированной импульсной последовательности с ее канонической формой. Так, на рисунке 8 представлены структуры ФВК, рассчитанные для различных форм модифицированных последовательностей. В качестве эталонной функции здесь выступала каноническая последовательность. А на рисунке 9 демонстрируются результаты, полученные при условии, что в качестве эталонной функции выступала модифицированная последовательность, у которой скважность следования максимумов равна 3.

Анализ ФВК, сформированных на основе различных форм модифицированных последовательностей, показывает, что они обладают достаточной структурной контрастностью, позволяющей их использование в задачах распознавания сигналов. Поэтому полученные результаты могут иметь интерес для практических приложений, связанных с реализацией технологий CDMA.

В таблице 4 представлены результаты оценки ширины главного лепестка ФВК $R^{1,1}_n, R^{1,2}_n, R^{1,3}_n, R^{2,1}_n, R^{2,2}_n, R^{2,3}_n, R^{3,1}_n, R^{3,2}_n, R^{3,3}_n$ (здесь первая цифра верхнего индекса идентифицирует эталонную последовательность, а вторая – обрабатываемую), выраженной в процентах, при очередном использовании в качестве эталонной функции при расчете ФВК импульсных последовательностей u^1_n, u^2_n и u^3_n .

Рис. 8. ФВК с последовательностью u^1_n Fig. 8. Sequence Cross-Correlation Functions u^1_n Рис. 9. ФВК с последовательностью u^3_n Fig. 9. Sequence Cross-Correlation Functions u^3_n

Данные, представленные в таблице 4, дают достаточно полное представление о характере изменения ширины пиков ФВК от структуры импульсной последовательности, используемой в качестве эталонной функции. Поэтому, учитывая, что пик $R^{1,1}_n$ в 4,43 раза шире пика $R^{3,3}_n$, однозначно можно делать вывод о целесообразности использования в качестве эталонных функций при вычислении ФВК, модифицированных импульсных последовательностей.

ТАБЛИЦА 4. Соотношение протяженности/амплитуды пиков ФВК, %

TABLE 4. The Ratio of Cross-Correlation Functions Peaks' Length (%)

		Эталонная последовательность		
		u^1_n	u^2_n	u^3_n
Обрабатываемая последовательность	u^1_n	100/100	153/68	271/47
	u^2_n	74/68	100/100	157/67
	u^3_n	61/47	73/67	100/100

В частности, обработка канонической последовательности кода Баркера с использованием модифицированной последовательности, у которой скважность следования максимума возрастает до 3, позволяет снизить ширину пика результирующей функции взаимной корреляции в 2,71 раза. Но при этом следует учитывать снижение амплитудного значения пика результирующей ФВК и увеличение мощности, выделяемой на формирование ее боковых лепестков.

В таблице 5 представлены результаты оценки зависимости снижения значения амплитуды пика ФВК от вида обрабатываемой последовательности, выраженной в процентах. Полученные результаты указывают на отсутствие оптимальных решений для рассматриваемой ситуации. Это связано с тем, что приходится выбирать компромисс между точностью измерения (определяемой шириной основного

пика ФВК), и вероятностью обнаружения (определяемой энергией основного пика ФВК). Следовательно, окончательный выбор должен приниматься исходя из условий практического применения.

Заключение

Обоснованность предложенного подхода к модифицированию импульсных последовательностей за счет увеличения скважности следования их максимумов базируется на возможности последующей корреляционной обработки с использованием единого эталона. Такой подход позволит расширить алфавит кодовых конструкций, используемых в радиотехнических системах на основе технологии CDMA. При этом амплитудные различия пиков функций взаимных корреляций могут выступать в качестве одного из признаков разделения таких сигналов.

Другое прагматичное направление применимости способа видится в целенаправленной обработке входных сигналов на основе эталонных последовательностей с большой скважностью следования максимумов импульсов при сохранении порядка смены их полярности. Это позволит в радиолокационных системах повысить разрешающую способность, а в телекоммуникационных – изначально снизить требования к полосе пропускания канала.

Дальнейшие исследования авторы связывают с совместной частотно-временной обработкой функций взаимной корреляции на основе методов, рассмотренных в [17–20].

Список используемых источников

1. Ненашев В.А., Сергеев А.М., Васильев И.А. Моделирование сложных кодо-модулированных сигналов для современных систем обнаружения и передачи информации // Научная сессия ГУАП (Санкт-Петербург, Россия, 08–12 апреля 2019 г.). Сборник докладов научной сессии, посвященной Всемирному дню авиации и космонавтики. СПб.: Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, 2019. С. 413–417.
2. Иванников А.П., Иванников Д.А. Способ формирования и обработки широкополосных сигналов в радиолокаторах с антенными решетками // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2018. № 3(31). С. 17–25.
3. Фридман Л.Б., Синицин Е.А. Минимизация влияния искажений фазоманипулированных сигналов в приёмо-передающих трактах радиолокаторов на эффективность их согласованной и подоптимальной обработки // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2020. № 1-2. С. 473–474.
4. Крячко А.Ф., Дворников С.В., Пшеничников А.В., Маненко С.С., Глухих И.Н., Дворников С.С. Способ формирования структурно-скрытых, помехозащищенных радиосигналов однополосной модуляции с использованием кодов Баркера. Патент на изобретение RU 2749877 C1 от 01.06.2020. Оpubл. 18.06.2021.
5. Сьянов В.А. Подавление боковых лепестков составных фазокодомодулированных сигналов на основе кодов Баркера // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2017. № 2. С. 53–56.
6. Коренчук А.С., Дмитриев В.Ф. Применение сигналов с кодами Баркера для опроса радиометок на ПАВ в системах радиочастотной идентификации // Радиопромышленность. 2016. № 2. С. 29–35.
7. Садченко А.В., Кушниренко О.А., Кошелев Е.К., Бондар В.И. Быстродействующий алгоритм восстановления несущей частоты и кадровой синхронизации в модемах с QPSK-модуляцией // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. 2018. № 1. С. 28–35. DOI:10.15222/TKEA2018.1.28
8. Tsmots I., Rabyk V., Riznyk O., Kynash Y. Method of Synthesis and Practical Realization of Quasi-Barker Codes // Proceeding of the 14th International Conference on Computer Sciences and Information Technologies (CSIT 2019, Lviv, Ukraine, 17–19 September 2019). IEEE, 2019. PP. 76–79. DOI:10.1109/STC-CSIT.2019.8929882
9. Tsmots I., Riznyk O., Kynash Y., Myaus O., Rabyk V., Dendiuk M., Gregus M. Simulation Model and Practical Realization of Barker-Like Codes // Proceedings of the 1st International Workshop on Digital Content and Smart Multimedia (DCSMart 2019, Lviv, Ukraine, 23–25 December 2019). CEUR WORKSHOP PROCEEDINGS, 2019. PP. 172–182.
10. Osipov K.A., Prosviriakova L.V., Dmitriev A.A. The study on the possibility of forming quadrature components based on Barker codes // Journal of Physics: Conference Series. Proceedings of the 1st International Scientific Conference on Advances in Science, Engineering and Digital Education, ASEDU-2020, Krasnoyarsk, Russian Federation, 8–9 October 2020. IOP Publ., 2020. Vol. 1691. P. 12046.

11. Banket V., Manakov S. Composite Walsh-Barker Sequences // Proceedings of the 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS 2018, Odessa, Ukraine, 4–7 September 2018). IEEE, 2018. PP. 343–347. DOI:10.1109/UWBUSIS.2018.8520220
12. Савостьянов В.Ю., Сёмин А.А. Синтез фильтров подавления боковых лепестков для кодов Баркера // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2007. Т. 5. № 9. С. 24–28.
13. Ненашев В.А., Сергеев А.М., Капанова Е.А. Исследование и анализ автокорреляционных функций кодовых последовательностей, сформированных на основе моноциклических квазиортогональных матриц // Информационно-управляющие системы. 2018. № 4(95). С. 9–14. DOI:10.31799/1684-8853-2018-4-9-14
14. Балонин Н.А., Сергеев М.Б. Двуматричная М-матрица 22-го порядка // Информационно-управляющие системы. 2014. № 2(69). С. 109–111.
15. Сергеев М.Б., Ненашев В.А., Сергеев А.М. Вложенные кодовые конструкции Баркера–Марсенна–Рагхаварао // Информационно-управляющие системы. 2019. № 3(100). С. 71–81. DOI:10.31799/1684-8853-2019-3-71-81
16. Максимов В.В., Храповицкий И.А. Новые композитные коды Баркера // The Scientific Heritage. 2020. № 49-1(49). С. 28–35.
17. Дворников С.В., Яхеев А.Ф. Метод измерения параметров кратковременных сигналов на основе распределения Алексеева // Информация и космос. 2011. № 1. С. 66–74.
18. Дворников С.В., Осадчий А.И., Дворников С.С., Родин Д.В. Демодуляция сигналов на основе обработки их модифицированных распределений // Контроль. Диагностика. 2010. № 10. С. 46–54.
19. Choi H.I., Williams W.J. Improved time-frequency representation of multicomponent signals using exponential kernels // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1989. Vol. 37. Iss. 6. PP. 862–871. DOI:10.1109/ASSP.1989.28057
20. Дворников С.В., Железняк В.К., Храмов Р.Н., Желнин С.Р., Медведев М.В., Симонов А.Н. и др. Метод обнаружения радиоизлучений на основе частотно-временного распределения Алексеева // Научное приборостроение. 2006. Т. 16. № 1. С. 107–115.

* * *

Modified Pulse Sequences Based on Barker Codes

S. Dvornikov^{1, 2} , S. Dvornikov Jr.^{1, 2} , E. Markov² 

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

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

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-8-14

Received 5th December 2021

Revised 11th January 2022

Accepted 14th January 2022

For citation: Dvornikov S., Dvornikov Jr. S., Markov E. Modified Pulse Sequences Based on Barker Codes. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(1):8–14. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-8-14

Abstract: *The article considers an approach to the modification of manipulative impulse sequences based on Barker codes. It is proposed to change the structure of the encoded pulses by the duration of the elementary message, taking into account the change in the duty cycle of their repetition while maintaining the total average energy. Numerical relations are obtained that determine the spectral and temporal parameters for a seven-element pulse sequence, with an increase in the pulse repetition rate by two and three times. Numerical values are calculated that determine the ratio of the duration of the peaks of the cross-correlation functions between the modified and canonical forms of pulse sequences. Reasonable estimates are presented that characterize the increase in the resolution of the peaks of the cross-correlation functions by 4.43 times in the transition to the proposed modified structure of the pulse sequence.*

Keywords: *modification of the structure of pulse sequences, Barker codes, cross-correlation function.*

References

1. Nenashev V., Sergeev A.M., Vasil'ev I. Modeling of Complex Code Modulated Signals for Modern Detection Systems and Information Transmission. *Proceedings of SUAI Scientific Session, St. Petersburg, Russia, 08–12 April 2019*. St. Petersburg: Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation Publ.; 2019. p.413–417. (in Russ.)
2. Ivannikov A.P., Ivannikov D.A. Broadband Signal Generation and Processing Method in Antenna Array Radars. *Radio and telecommunication systems*. 2018;3(31):17–25. (in Russ.)

3. Fridman L.B., Sinitsin E.A. Minimizing the Influence of Distortions of Phase-Shift Keyed Signals in the transmit-Receive Paths of Radars on the Efficiency of their Coordinated and Suboptimal Processing. *SVCH-tekhnika i telekommunikatsionnye tekhnologii*. 2020;1-2:473–474. (in Russ.)
4. Kryachko A.F., Dvornikov S.V., Pshenichnikov A.V., Manaenko S.S., Glukhikh I.N., Dvornikov S.S. *Method for Forming Structurally Secretive, Noise-Immune Single-Sideband Modulation Radio Signals Using Barker Codes*. Patent RF, no. 2749877 C1, 18.06.2021. (in Russ.)
5. Syanov V.A. Suppression of Side Lobe Signals Based on Compound Barker Codes. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics (Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika)*. 2017;2:53–56. (in Russ.)
6. Korenchuk A.S., Dmitriev V.F. Interrogation of Saw Tags in RFID Systems Using Barker Encoded Signals. 2016;2:29–35. (in Russ.)
7. Sadchenko A.V., Kushnirenko O.A., Koshelev E.K., Bondar V.I. High-Speed Algorithm for Carrier Frequency Recovery and Frame Synchronization in QPSK-Modulated Modems. *Tekhnologiya i Konstruirovaniye v Elektronnay Apparature*. 2018;1: 28–35. (in Russ.). DOI:10.15222/TKEA2018.1.28
8. Tsmots I., Rabyk V., Riznyk O., Kynash Y. Method of Synthesis and Practical Realization of Quasi-Barker Codes. *Proceeding of the 14th International Conference on Computer Sciences and Information Technologies, CSIT 2019, 17–19 September 2019, Lviv, Ukraine*. IEEE; 2019. p.76–79. DOI:10.1109/STC-CSIT.2019.8929882
9. Tsmots I., Riznyk O., Kynash Y., Myaus O., Rabyk V., Dendiuk M., Gregus M. Simulation Model and Practical Realization of Barker-Like Codes. *Proceedings of the 1st International Workshop on Digital Content and Smart Multimedia, DCSMart 2019, 23–25 December 2019, Lviv, Ukraine*. CEUR WORKSHOP PROCEEDINGS; 2019. p.172–182.
10. Osipov K.A., Prosviriakova L.V., Dmitriev A.A. The study on the possibility of forming quadrature components based on Barker codes. *Journal of Physics: Conference Series. Proceedings of the 1st International Scientific Conference on Advances in Science, Engineering and Digital Education, ASEDU-2020, 8–9 October 2020, Krasnoyarsk, Russian Federation*. IOP Publ.; 2020. vol.1691. p.12046.
11. Banket V., Manakov S. Composite Walsh-Barker Sequences. *Proceedings of the 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, UWBUSIS 2018, 4–7 September 2018, Odessa, Ukraine*. IEEE; 2018. p.343–347. DOI:10.1109/UWBUSIS.2018.8520220
12. Savostyanov V.Yu., Syomin A.A. Synthesis of Filters for Suppression of Sidelobes for Some Barker's Codes. *Informatsionno-izmeritel'nyye i upravlyayushchiye sistemy*. 2007;5(9):24–28. (in Russ.)
13. Nenashev V.A., Sergeev A.M., Kapranova E.A. Research and Analysis of Autocorrelation Functions of Code Sequences Formed on the Basis of Monocyclic Quasi-Orthogonal Matrices. *Information and Control Systems*. 2018;4(95):9–14. (in Russ.). DOI:10.31799/1684-8853-2018-4-9-14
14. Balonin N.A., Sergeev M.B. Two-Circulant M-matrix of the 22nd order. *Information and Control Systems*. 2014;2(69): 109–111. (in Russ.)
15. Sergeev M.B., Nenashev V.A., Sergeev A.M. Nested Code SEQUENCES of Barker – Mersenne – Raghavarao. *Information and Control Systems*. 2019;3(100):71–81. (in Russ.) DOI:10.31799/1684-8853-2019-3-71-81
16. Maksimov V.V., Khrapovitsky I.A. New Composite Barker Codes. *The Scientific Heritage*. 2020;49-1(49):28–35. (in Russ.)
17. Dvornikov S., Yakheev A. Method of fast signal parameters measurement on the basis of distribution suggested by Alekseev. *Information and Space*. 2011;1:66–74. (in Russ.)
18. Dvornikov S.V., Osadchiy A.I., Dvornikov S.S., Rodin D.V. Demodulation Based on Processing the Modified Distributions. *Kontrol'. Diagnostika ("Testing. Diagnostics")*. 2010;10:46–54. (in Russ.)
19. Choi H.I., Williams W.J. Improved time-frequency representation of multicomponent signals using exponential kernels. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. 1989;37(6):862–871. DOI:10.1109/ASSP.1989.28057
20. Dvornikov S.V., Zheleznyak V.K., Khramov R.N., Zhelnin S.R., Medvedev M.V., Simonov A.N., et al. Radio Emissions Detection Method Based on Alekseev's Time-Frequency Distribution. *Nauchnoe priborostroenie*. 2006;16(1):107–115. (in Russ.)

Сведения об авторах:

**ДВОРНИКОВ
Сергей Викторович**

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиотехнических и оптоэлектронных комплексов (Кафедра 21) Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, профессор кафедры радиосвязи Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного, practicdsv@yandex.ru

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

**ДВОРНИКОВ
Сергей Сергеевич**

кандидат технических наук, преподаватель института радиотехники, электроники и связи Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, научный сотрудник научно-исследовательского отдела Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного, dvornik.92@mail.ru

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

**МАРКОВ
Евгений Вячеславович**

адъюнкт кафедры радиосвязи Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного, markov1981@mail.ru

 <https://orcid.org/0000-0002-0020-0526>

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

Исследование возможности использования сетей мобильной связи общего пользования для передачи видеоданных с борта БЛА

А.А. Баранов¹, А.В. Никитина², О.А. Симонина²*

¹ПАО «МегаФон»,

Санкт-Петербург, 191104, Российская Федерация

²Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,

Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

*Адрес для переписки: olga.simonina@spbgut.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 24.02.2022

Поступила после рецензирования 11.03.2022

Принята к публикации 16.03.2022

Ссылка для цитирования: Баранов А.А., Никитина А.В., Симонина О.А. Исследование возможности использования сетей мобильной связи общего пользования для передачи видеоданных с борта БЛА // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 1. С. 16–26. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-16-26

Аннотация: В статье описаны результаты летного эксперимента по использованию сети мобильной связи общего пользования, проведенного в Санкт-Петербурге и его пригороде. Приведены численные значения параметров качества сигнала: RSSI, RSRP, RSRQ, SNR и средняя скорость передачи данных с борта БЛА и на борт БЛА. Показано, что в городской зоне существенно сказывается interRAT-хэндовер, что связано с высокой плотностью базовых станций. Сделан вывод о возможности передачи видеотрафика с борта БЛА для мониторинга инфраструктуры с требованиями по скорости передачи данных 1–1,5 Мбит/с.

Ключевые слова: БЛА, LTE, параметры радиосигнала, сеть мобильной связи.

Введение

Одной из важных задач является мониторинг объектов инфраструктуры, таких как городские инженерные коммуникации, трубопроводы и т. п. Часто малые беспилотные летательные аппараты (БЛА) используются для обеспечения видеосъемки во время проведения массовых мероприятий и организации видеонаблюдения в целях контроля безопасности. При этом в регионах со сложной электромагнитной обстановкой и дефицитом радиочастотного ресурса можно использовать каналы общедоступной сети мобильной связи для обеспечения передачи параметров наблюдения с борта БЛА. Такой подход позволяет быстро и эффективно обеспечить передачу трафика с борта БЛА, при этом нет необходимости в получении разрешения на использование частотного ресурса.

В такой ситуации возникает ряд проблем, связанных с особенностями эксплуатации БЛА: влияние высоты и скорости полета аппарата на параметры качества связи. Плотное расположение базовых станций (БС) в городской среде, позволяющее обслуживать большое количество пользователей, приводит к уменьшению зоны обслуживания од-

ной БС и частому хэндоверу. При достаточно высокой скорости полета БЛА переключение сот и технологии может происходить довольно часто и приводить к обрыву связи. Высота полета БЛА также является важным параметром, так как диаграмма направленности антенн БС определяет верхнюю границу стабильной связи.

Анализ аналогичных исследований показал, что вопросы использования БЛА в городской среде с возможностью передачи по сети мобильной связи в последний год представляют стабильный интерес. Прежде всего, это обусловлено выходом 3GPP Release 15 [https://www.3gpp.org/release-15], в котором предусмотрена возможность взаимодействия с движущимися объектами [1]. Часть публикаций описывает результаты имитационного моделирования и показывает возможность использования сетей мобильной связи для управления и передачи информации с беспилотных летающих аппаратов разных типов [2–4]. Однако большинство работ, опирающихся на натурные эксперименты, посвящены использованию сетей мобильной связи для управления и передачи видео с борта коптеров, которые имеют гораздо более скромные технические характеристики по высоте и скорости полета [5–7].

Более того, предлагаются довольно оригинальные решения по использованию беспилотных аппаратов в городской среде [8]. Относительно небольшие скорости и высоты полета до 150 м позволяют обеспечивать устойчивую связь с такими беспилотными аппаратами [9]. Исследование для БЛА самолетного типа в условиях городской застройки (Республика Корея) проведено в работе [10]. Показано, что существенное влияние на качество связи оказывает высота полета и хэндовер, и сделан вывод, что показатели связи могут варьироваться между регионами в зависимости от особенностей реализации сети LTE. Отметим, что отечественные источники крайне слабо затрагивают вопросы использования сетей мобильной связи для связи БЛА-НПУ (беспилотный летательный аппарат – наземный пункт управления) [11–13].

В данной статье представлены результаты ряда натурных экспериментов, проведенных на полигонах в Санкт-Петербурге и его пригороде с целью проверки гипотезы о возможности использования сети оператора мобильной связи для управления и передачи данных видеонаблюдения с борта БЛА.

Методика проведения эксперимента

Эксперимент проводился на сети оператора «МегаФон» без обеспечения дополнительных мероприятий по улучшению качества обслуживания. В эксперименте использовался БЛА самолетного типа, технические характеристики которого приведены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Основные технические характеристики БЛА самолетного типа

TABLE 1. UAV Specifications

Наименование	Значение
Максимальная взлетная масса, кг	20
Двигатель	поршневой двигатель внутреннего сгорания
Способ старта	катапульта
Способ посадки	на парашюте с использованием устройства амортизации
Диапазон скоростей полета, км/ч	65–130
Максимальная продолжительность полета, ч	10
Максимальная дальность связи по радиоканалу низкоскоростной передачи данных (до 100 кбит/с) между НПУ и БЛА в условиях прямой радиовидимости, км	100
Максимальная дальность полета БЛА, км	300
Высота полета БЛА над уровнем моря, м	300–5000

Управление БЛА осуществляется посредством бортового комплекса навигации и управления, который обеспечивает:

- полет по заданному маршруту;
- изменение маршрутного задания или возврат в точку старта по команде с наземного пункта управления;
- поддержание заданных высот и скорости полета;
- сбор и передачу необходимой информации и параметров полета, а также работе целевого оборудования;
- программное управление устройствами целевого оборудования.

На рисунке 1 изображена общая схема системы управления беспилотным летательным аппаратом, иллюстрирующая взаимодействие между наземным пунктом управления (НПУ) и БЛА.

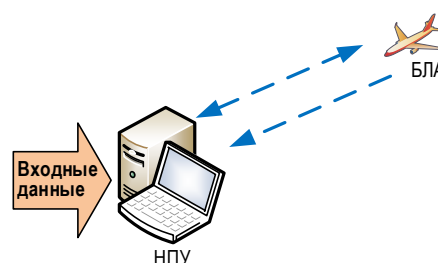


Рис. 1. Общая схема управления БЛА

Fig. 1. UAV Control System Scheme

Для организации связи используются два канала: низкоскоростной, позволяющий осуществлять управление БЛА и работающий на выделенных частотах, и высокоскоростной, обеспечивающий передачу данных целевого оборудования на борт и с борта БЛА. Такой высокоскоростной канал применяется для передачи видеoinформации, параметров мониторинга и т. п. БЛА самолетного типа, который использовался в эксперименте, обеспечивает в том числе ведение фотосъемки участков земной поверхности и съемки в инфракрасном (ИК) диапазоне участков земной поверхности по маршруту полета БЛА. Так как было принято решение проверить возможности общедоступной сети мобильной связи для передачи видеoinформации с борта БЛА, то возникла необходимость использования радиомодуля с поддержкой стандартов сетей 2G, 3G и LTE для реализации высокоскоростного канала связи БЛА–НПУ.

На этапе экспериментальных исследований в качестве дополнительного бортового радиомодуля было принято решение использовать смартфон на OS Android с установленным специальным программным обеспечением: для измерения параметров мобильной связи использовалось приложение «G-NetTrack», для удаленного управления устройством – «AnyDesk». Таким образом, появилась возможность записывать лог-файлы, в которых указано время полета, высота полета, скорость пере-

дачи данных в направлении «вниз» (UL – аббр. от англ. Uplink) и «вверх» (DL – аббр. от англ. Downlink), а также параметры радиосигнала: RSRP (аббр. от англ. Reference Signal Received Power – уровень принимаемых опорных сигналов), RSRQ (аббр. от англ. Reference Signal Received Quality – качество принятых пилотных сигналов), RSSI (аббр. от англ. Received Signal Strength Indicator – показатель уровня принимаемого сигнала), SNR (аббр. от англ. Signal to Noise Ratio – отношение уровня принятого сигнала к интерферирующему сигналу).

Приложение «AnyDesk» позволяет удаленно подключаться к смартфону, управлять установленным на нем программным обеспечением и осуществлять прием/передачу данных по протоколу FTP (аббр. от англ. File Transfer Protocol – протокол передачи файлов). Передаваемая с борта БЛА информация – видеофайлы размером 5–7 Мб.

Для эксперимента был выбран смартфон Xiaomi Redmi 7A, который имеет достаточно большой объем аккумулятора и поддерживает диапазоны GSM 850, 900, 1800 и 1900 МГц; диапазоны UMTS 850, 900, 1900 и 2100 МГц; LTE – 1, 2, 3, 4, 5, 7, 8, 20, 38, 40 Band. В смартфоне реализована поддержка GPS, ГЛОНАСС и BelDou для навигации. В рассматриваемом эксперименте для определения координат использовались данные GPS.

Схема летного эксперимента приведена на рисунке 2, из которой следует, что по каналам мобильной связи осуществляется только передача телеметрической и видеоинформации по протоколу

FTP, а непосредственное управление БЛА осуществляется по специальному каналу связи. Требования к каналу управления довольно высоки по задержкам ($t_{e2e} = 10$ мс) и $BER \leq 10^{-6}$ (аббр. от англ. Bit Error Rate – вероятность битовой ошибки), что учитывалось в процессе эксперимента, с целью не допустить потери БЛА.

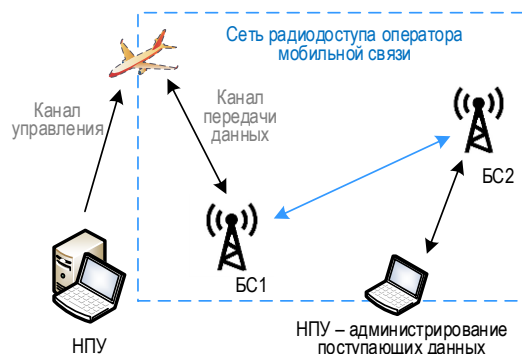


Рис. 2. Схема летного эксперимента

Fig. 2. Schematic Representation of Experiment

Проводилось два летных эксперимента – в городской черте Санкт-Петербурга и в его пригороде. Карта одного из маршрутов полета БЛА приведена на рисунке 3. Цветом отмечена смена сот на маршруте.

Расстояния от средней точки маршрута БЛА до БС приведены на рисунке 4. Количество контрольных измерений должно быть достаточным для получения оценки каждого параметра с относительной погрешностью 10 % при доверительной вероятности $\alpha = 95$ %.

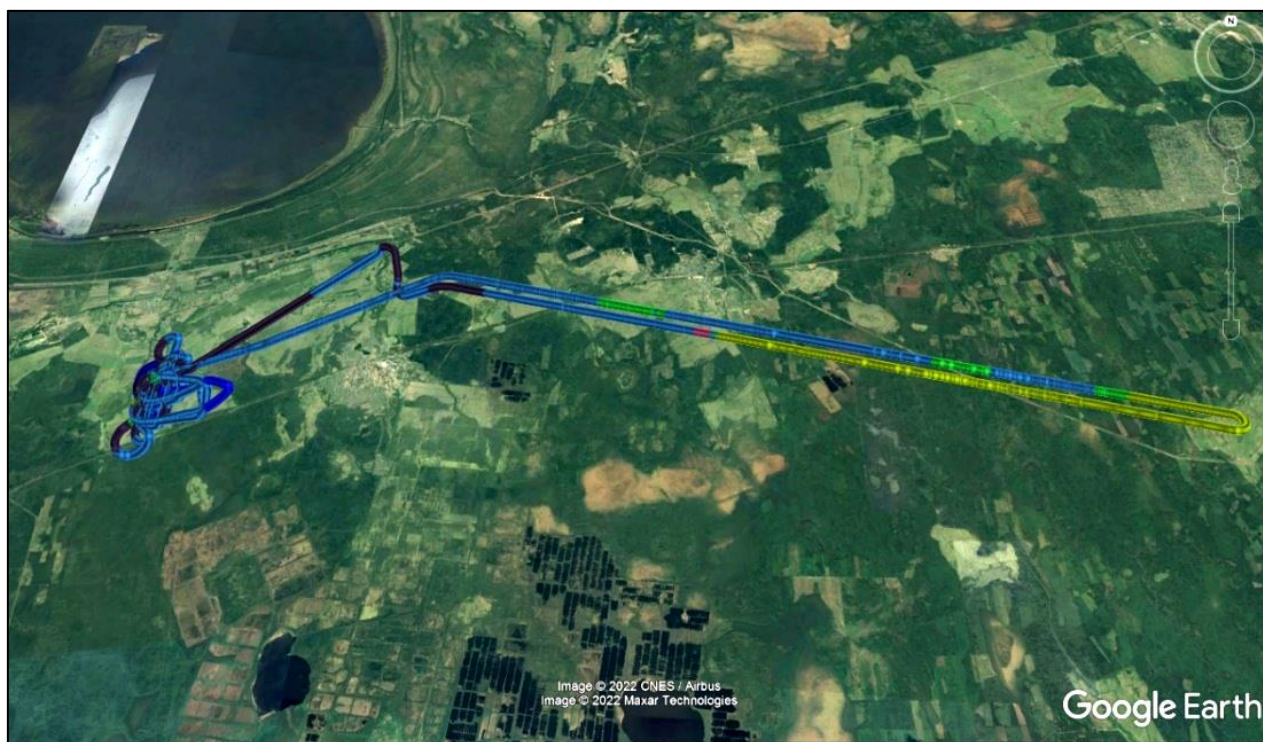


Рис. 3. Маршрут проведения летного эксперимента

Fig. 3. Map of the Flight Experiment Zone

Для расчета необходимого количества измерений использовано выражение:

$$N = t_{\alpha}^2 * \frac{p(1-p)}{\Delta^2},$$

где Δ – абсолютное значение статистической погрешности; p – ожидаемое значение оцениваемого параметра, t_{α} – коэффициент Стьюдента для доверительной вероятности α ; $t_{\alpha} = 1,96$.

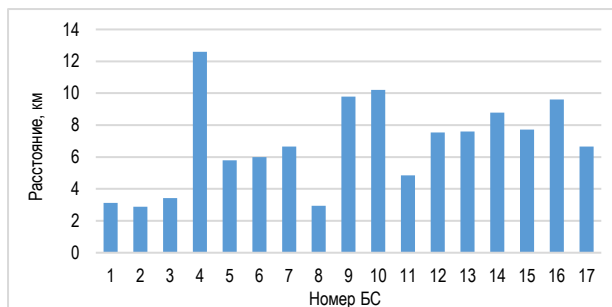


Рис. 4. Расстояния от средней точки маршрута БЛА до БС

Fig. 4. Distances from UAV to BS

Рассчитанное минимальное число необходимых контрольных сессий для различной точности оценки приведено в таблице 2.

ТАБЛИЦА 2. Минимальное количество необходимых контрольных сессий для различной точности оценки

TABLE 2. Minimum Number of Required Control Sessions for Different Accuracy of Assessment

Точность оценки	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05
Количество сессий	9900	4900	3200	2400	1900

Анализ результатов летного эксперимента

Скорость полета БЛА является важным параметром, участвующим в формировании показателей качества сигнала. Как отмечалось в [14], скорость БЛА самолетного типа составляет 70–130 км/ч (20–30 м/с), соответственно, расстояние в 0,5 км он преодолевает за 15–25 с. На рисунке 5 приведены расчетные результаты оценки требуемой скорости передачи данных при различных требованиях к времени передачи файла (в зависимости от скорости движения БЛА) и разных размерах графического файла.

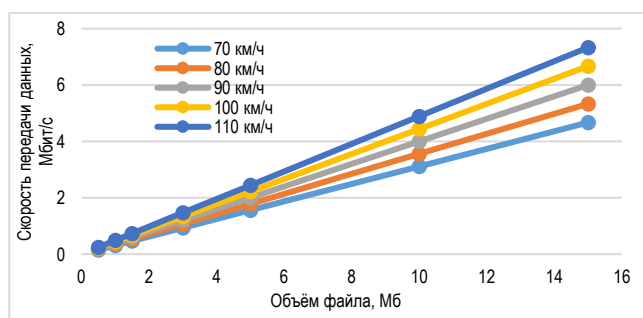


Рис. 5. Требуемая скорость передачи данных БЛА при различном размере передаваемого файла [14]

Fig. 5. The Required UAV Data Transfer Rate at Different File Sizes

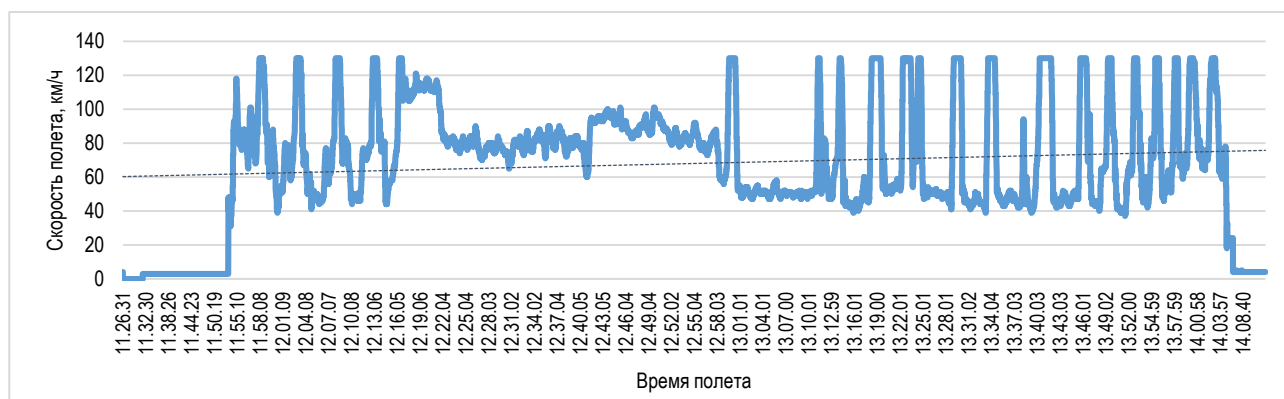
Оценка скорости полета БЛА приведена на рисунке 6 (для пригорода и города), пунктиром обозначена линия тренда. Скорость полета зависит от маршрута, имеет довольно высокую вариативность и может достигать максимально возможного значения 130 км/ч. При проведении эксперимента средняя скорость на основном участке полета в пригородной зоне без учета взлета и посадки была 77 км/ч. В городе средняя скорость составила 69 км/ч.

Исходя из размеров передаваемых файлов, можно определить, что при таких условиях теоретическая скорость передачи данных должна быть около 2 Мбит/с для пригорода и 1,5 Мбит/с для города.

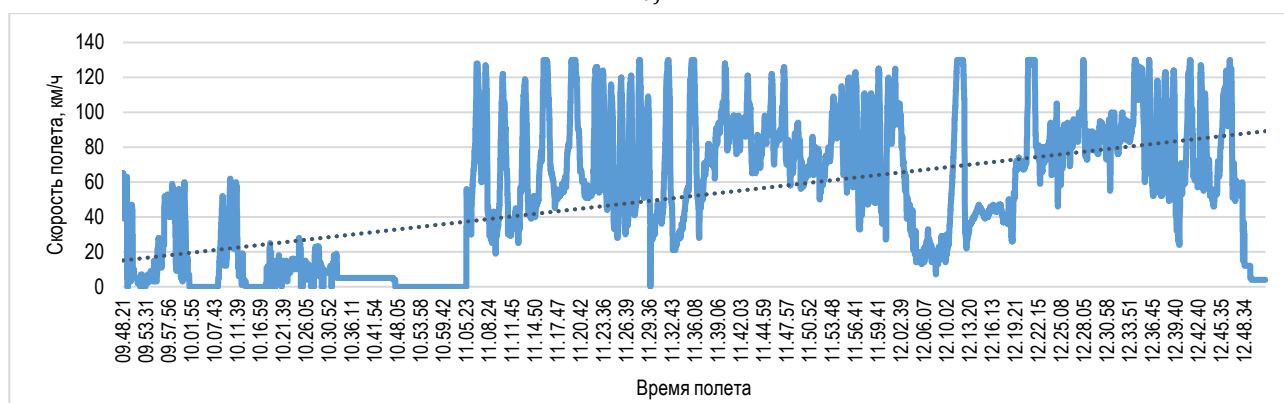
Вторым важным параметром, влияющим на показатели качества связи, является высота полета БЛА. Известно, что мобильные сети LTE изначально не предназначены для воздушного покрытия и оптимизированы для наземной широкополосной связи. Поэтому антенны базовых станций в целях уменьшения уровня мощности помех для соседних сот наклонены вниз – механический или электрический угол наклона антенны обычно составляет 3–5°. Однако БЛА могут обслуживаться боковыми лепестками антенн, которые имеют пониженный коэффициент усиления антенны по сравнению с основными лепестками антенн БС. Анализ диаграммы направленности антенны Huawei AQU4518R1 (рисунок 7) показывает наличие большого количества боковых лепестков, особенно в band 38, которые направлены вверх и могут создавать покрытие сети мобильной связи на достаточно больших высотах полета БЛА [https://www.huawei.com].

Рассмотрим влияние высоты на параметры качества радиосигнала сигнала. В качестве критерия используем SNR (рисунок 8). Графики показывают, что в пригороде высота полета БЛА 800–850 м, изменения высоты невелики, а значения SNR в целом остаются приемлемыми. В городской черте было проведено исследование зависимости уровня сигнала и SNR от высоты полета, так как характер задач мониторинга городской инфраструктуры может требовать работы БЛА на разных высотах. Результаты показывают, что на малых высотах до 600 м наблюдается ухудшение соотношения сигнал/помеха по сравнению с высотой 800 м. Анализ лога показал, что именно в черте города чаще происходит interRAT-хэндовер – переключение между радиотехнологиями GPRS, EDGE, HSPA+ и LTE (рисунок 9). Это связано как с более плотным расположением БС в городской среде, так и с изменением высоты полета.

Доля времени обслуживания сетью 2G для пригорода составила десятые доли процента, а обрывов связи не наблюдалось. При этом БЛА находился в зоне действия LTE 91 % времени, что позволяет сделать вывод об относительной стабильности связи на высотах 800–850 м.



a)



b)

Рис. 6. Скорость полета БЛА: пригород (а), город (б)

Fig. 6. UAV Flight Speed: Suburb (a) City (b)

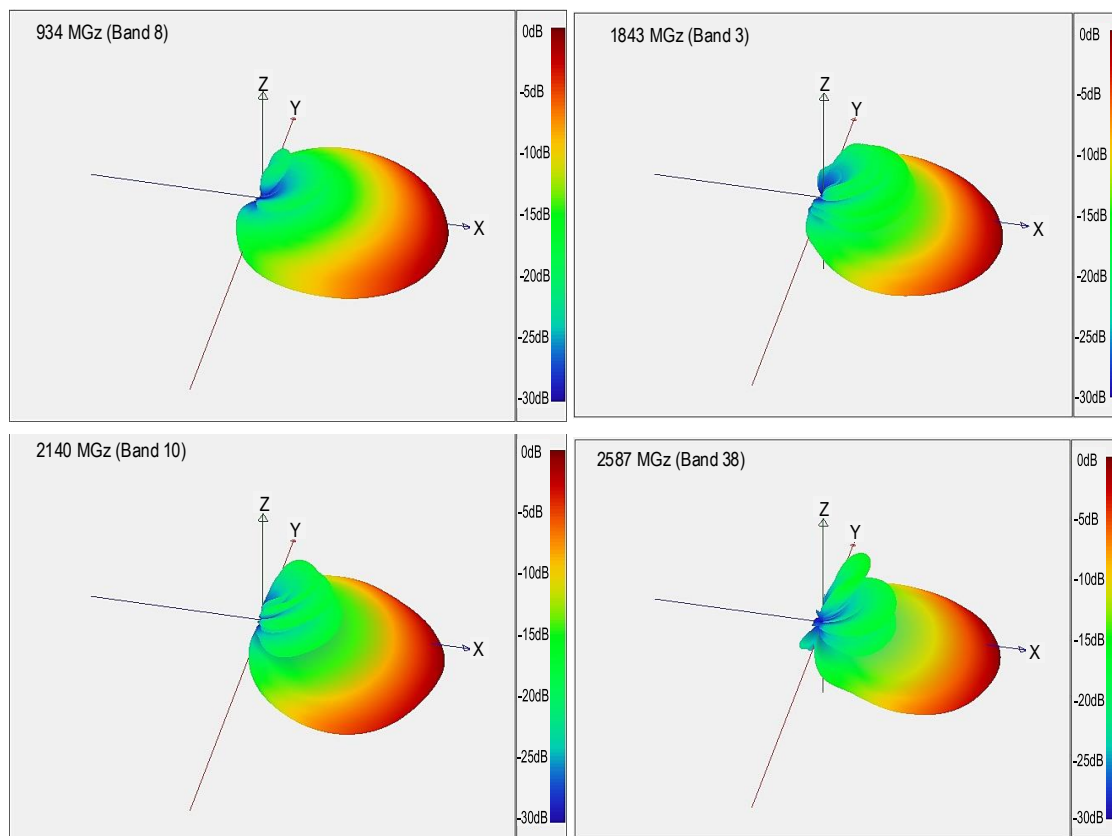


Рис. 7. Диаграмма направленности антенны Huawei AQU4518R1

Fig. 7. Antenna Patterns Huawei AQU4518R1

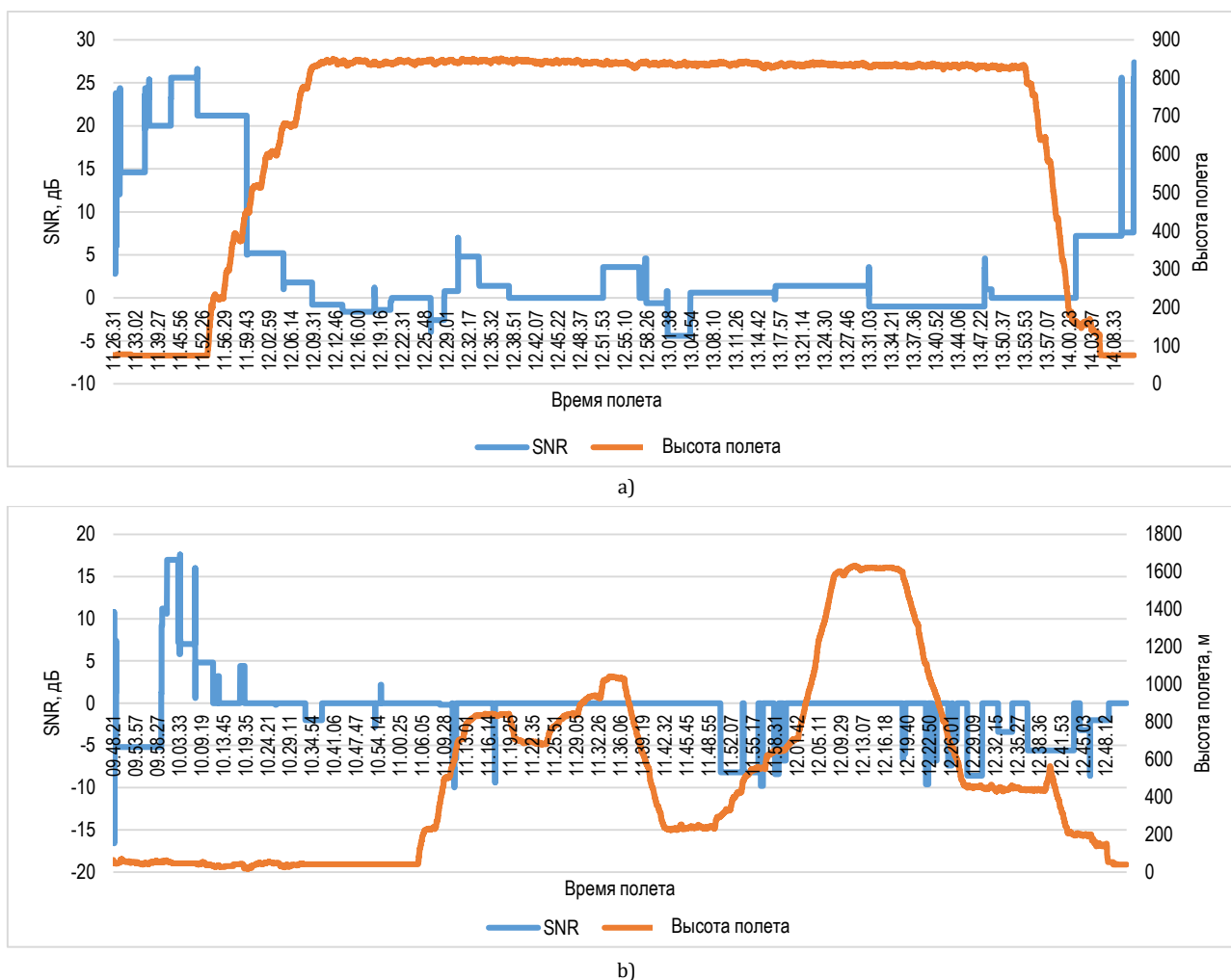


Рис. 8. Изменение SNR и высоты полета: пригород (а), город (b)

Fig. 8. SNR and Altitude: Suburb (a) City (b)

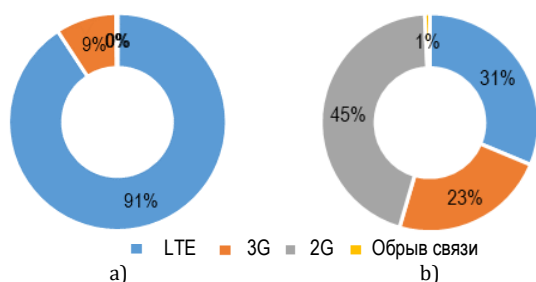


Рис. 9. Соотношение используемых технологий: пригород (а); город (b)

Fig. 9. The Ratio of the Technologies Used: Suburb (a); City (b)

В городской среде работа UE в сети LTE составила всего 31 % времени, что привело к существенному понижению средней скорости передачи данных. В 24 % передача данных не осуществлялась из-за обрыва связи или крайне низких пропускных способностей технологии 2G. Определить хэндовер из LTE в другие технологии можно также по изменению энергетических параметров сигнала. Так, RSSI в используемом приложении имеет отличное от нуля значение только для LTE. На рисунке 10 представлено изменение RSSI, RSRP и RSRQ во время полета БЛА для пригорода и города, соответственно.

Известно, что параметры сигналов, такие как RSSI, RSRP, RSRQ и SNR коррелируют со скоростью передачи данных, которая является важным показателем качества услуги. Рассмотрим зависимость скорости передачи данных с борта БЛА для летного эксперимента в пригороде (рисунки 11а, 11b). Как упоминалось выше, работа БЛА в пригороде характеризуется минимальным переключением с LTE на более ранние технологии и редкими обрывами связи. Средняя скорость в направлении вниз 356 кбит/с, вверх – 1527 кбит/с; пиковая скорость передачи данных 21 Мбит/с и 2634 кбит/с, соответственно. Таким образом, при передаче данных в пригороде может быть обеспечена передача видео по LTE среднего качества.

Рассмотрим зависимость скорости передачи данных с борт БЛА для летного эксперимента в городе (рисунки 11с, 11d). Средняя скорость в направлении вниз 105 кбит/с, вверх – 315 кбит/с; пиковая скорость передачи данных 3683 кбит/с и 13 Мбит/с, соответственно. При этом передача данных по LTE может быть обеспечена только в 30 % случаях. Таким образом, при использовании БЛА в черте города обмен видеотрафиком с НПУ существенно затруднен.

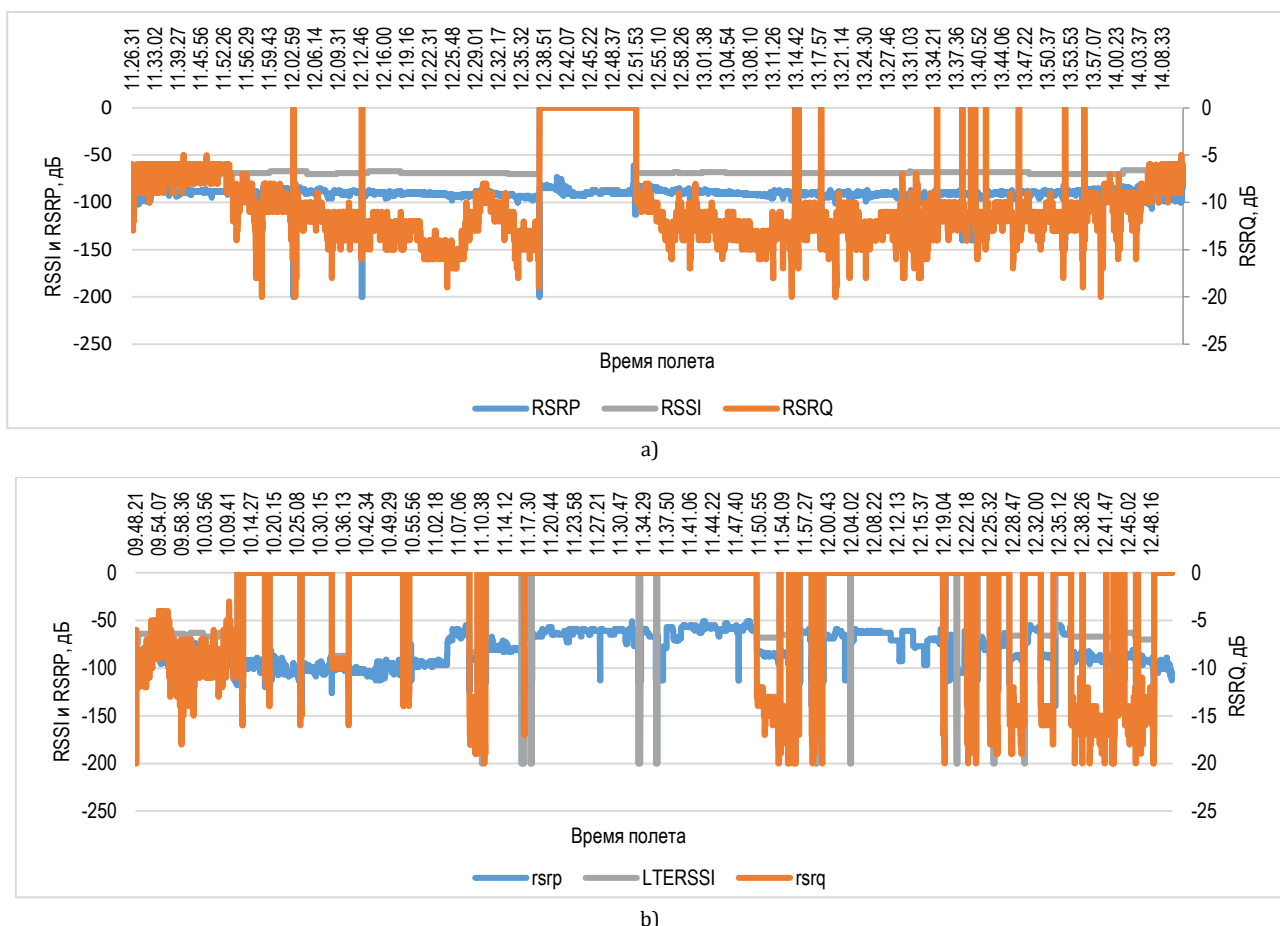


Рис. 10. Уровень сигналов: пригород (а), город (b)

Fig. 10. Signals Level: Suburb (a) City (b)

Расчет показателей качества связи канала передачи данных БЛА

Отметим, что в полученных лог-файлах отражены параметры сигнала для всех возможных технологий, на которые был произведен хэндовер во время полета. Однако наибольший интерес для передачи видео с борта БЛА представляет LTE, поэтому для оценки качества передачи данных была произведена фильтрация по хэндоверу и из лога убраны строки переключения с LTE на другие технологии.

Для полученных результатов измерений для каналов LTE согласно [15] рассчитаны следующие параметры.

1) Доля успешных сессий загрузки данных с сервера FTP. Расчет показателя выполняется с учетом общего количества попыток по формуле:

$$K_{\text{successFTP}} = \frac{H}{N} \cdot 100 \%,$$

где H – количество успешных сессий загрузки данных с сервера FTP; N – общее количество сессий загрузки данных с сервера FTP.

Расчет доли успешных сессий загрузки данных на сервер рассчитывается по той же формуле. Показатель доли загрузки на сервер (или скачивания с него) является приемлемым, если значение $\leq 90 \%$.

2) Скорость передачи данных:

$$C = \frac{V_T}{t},$$

где V_T – объем тестового файла; t – время загрузки файла в секундах.

Во время измерений фиксируется минимальная и максимальная скорость передачи данных.

3) Средняя скорость передачи данных:

$$C_{\text{cp}} = \frac{\sum_{i=1}^L (C_i)}{L},$$

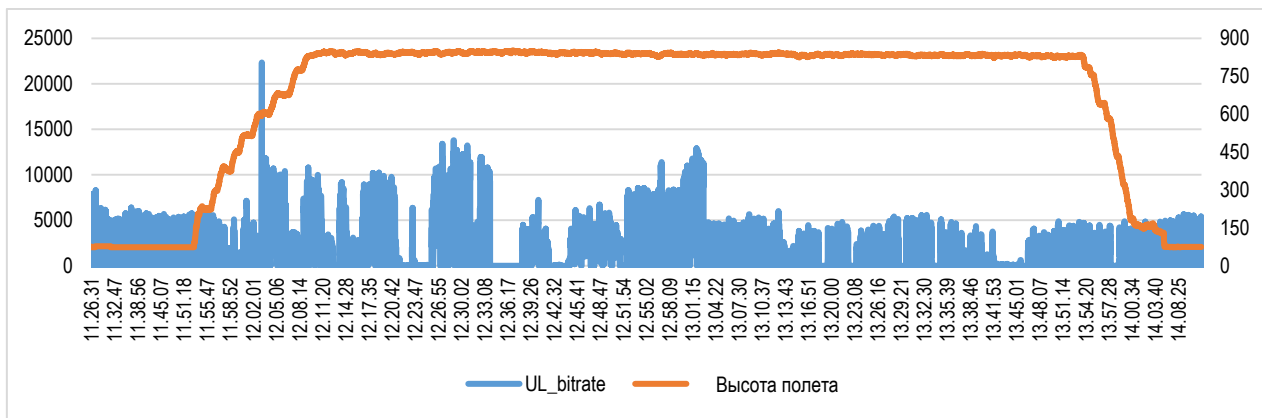
где C_i – скорость передачи данных в i -ом измерении; i – номер измерения; L – количество измерений.

4) Коэффициент потерь пакетов рассчитывается как отношение общего числа потерянных пакетов к общему числу переданных пакетов:

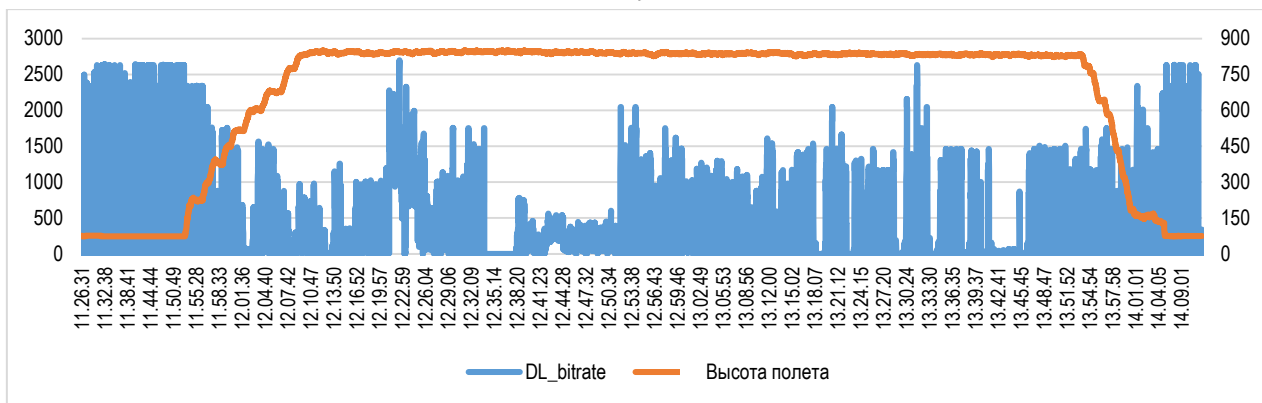
$$\text{IPLR} = \frac{P_{\text{loss}}}{P_{\text{total}}},$$

где P_{loss} – количество потерянных пакетов; P_{total} – общее количество пакетов.

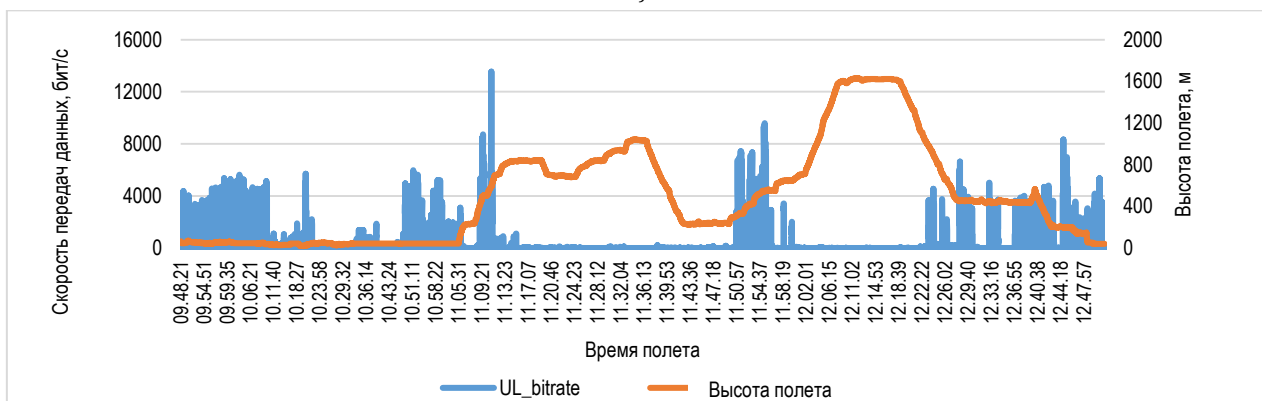
Время ожидания пакета составляет не более 200 мс. Пакет считается утерянным, если не был получен в течение указанного времени.



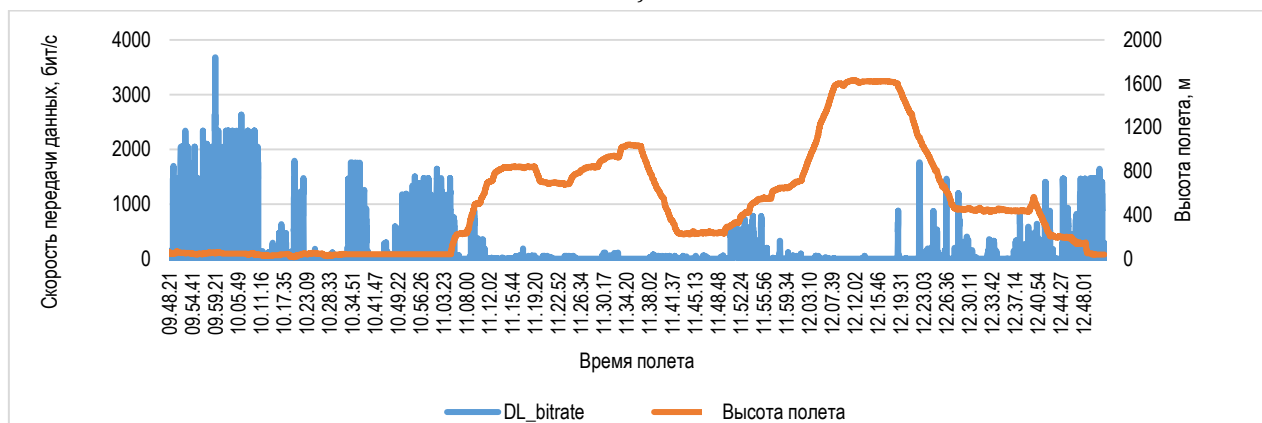
a)



b)



c)



d)

Рис. 11. Скорость передачи данных для пригорода вверх (а) и вниз (б), а также для города вверх (с) и вниз (д)

Fig. 11. Data Transfer Rate: Suburb – Uplink (a) and Downlink (b); City – Uplink (c) and Downlink (d)

5) Среднее время передачи пакета считается односторонней задержкой и определяется:

$$T_{av_packet_tr} = T_2 - T_1,$$

где T_1 и T_2 – время отправки и приема пакета.

Пакет считается утерянным, если $T_2 - T_1 > 5$ с.

6) Односторонняя средняя задержка рассчитывается как среднее односторонних задержек (T) всех успешно переданных пакетов (K):

$$IPTD = \sum_{i=1}^K \frac{T_i - T_{i-1}}{K}.$$

Результаты расчета параметров сведены в таблицу 4.

ТАБЛИЦА 4. Параметры передачи данных в сети LTE

TABLE 4. LTE Data Transmission Parameters

Показатель	Значение
Доля успешных сессий загрузки данных с сервера FTP, %	98,5
Доля успешных сессий загрузки данных на сервер FTP, %	98,2
Средняя скорость передачи данных, Мбит/с	1,5
Коэффициент потерь пакетов	2,5
Односторонняя средняя задержка, мс	180

Таким образом, результаты эксперимента показали, что канал сети мобильной связи можно использовать для передачи видеоинформации с БЛА при условии относительно мягких требований к QoS. При этом управление БЛА по такому каналу осуществлять невозможно, так как коэффициент потерь пакетов и задержка превышают допустимые значения. Отметим, что для канала передачи видеоинформации по показателю средней скорости передачи данных полученные результаты можно отнести к неудовлетворительным, так как собранные

значения средней скорости на 25 % ниже минимальных теоретически необходимых. Отметим и существенное влияние хэндовера в технологию 2G, приводящего к потере сигнала с борта БЛА и делающее нецелесообразным использование мобильной сети общего пользования в черте города.

Выводы

Таким образом, в статье на примере натурального летного эксперимента показано, что возможно передавать данные телеметрии и видео с борта БЛА самолетного типа на пункт наблюдения по мобильной сети общего пользования. При этом обеспечивается скорость передачи данных 1–1,5 Мбит/с, что достаточно для видео низкого и среднего качества или видео с высокой степенью компрессии. Для городской зоны, характеризующейся плотным расположением базовых станций и их высокой загруженностью, использование БЛА самолетного типа нецелесообразно из-за частых хэндоверов и обрывов связи. Отметим, что данный результат коррелирует с работой [16], в которой получены аналитические результаты по использованию БЛА в городской среде. Также полученные результаты в целом близки к результатам корейских коллег [10]. Однако для мониторинга протяженной инфраструктуры в пригородной зоне такой сценарий приемлем.

Учитывая, что в эксперименте использовался смартфон, который является устройством, ориентированным на использование человеком при относительно невысоких скоростях движения, данный результат можно считать положительным и сделать вывод, что использование сетей LTE для связи с БЛА самолетного типа возможно. В дальнейшем имеет смысл провести исследования в области разработки специализированных модемов, нивелирующих негативные эффекты при передаче видеотрафика с борта БЛА по сети мобильной связи.

Список используемых источников

1. Muruganathan S.D., Lin X., Määtänen H.L., Sedin J., Zou Z., Hapsari W.A., et al. An overview of 3GPP release-15 study on enhanced LTE support for connected drones // arXiv preprint arXiv:1805.00826. 2018.
2. Ding X., Yin D., Zhou Y., Lai J., Wang Y. Joint communication quality assurance algorithm for UAVs flying over urban LTE networks // Proceedings of the 3rd International Conference on Computer and Communications (ICCC, Chengdu, China, 13–16 December 2017). IEEE, 2017. PP. 490–496. DOI:10.1109/CompComm.2017.8322595
3. Stanczak J., Kovacs I.Z., Koziol D., Wigard J., Amorim R., Nguyen H. Mobility Challenges for Unmanned Aerial Vehicles Connected to Cellular LTE Networks // Proceedings of the 87th Vehicular Technology Conference (VTC Spring, Porto, Portugal, 3–6 June 2018). IEEE, 2018. DOI:10.1109/VTCSpring.2018.8417736
4. Stornig A., Fakhreddine A., Hellwagner H., Popovski P., Bettstetter C. Video Quality and Latency for UAV Teleoperation over LTE: A Study with ns3 // Proceedings of the 93rd Vehicular Technology Conference (VTC2021-Spring, Helsinki, Finland, 25–28 April 2021). IEEE, 2021. DOI:10.1109/VTC2021-Spring51267.2021.9448676
5. Nihei K., Kai N., Maruyama Y., Yamashita T., Kanetomo D., Kitahara T., et al. Forest Fire Surveillance using Live Video Streaming from UAV via Multiple LTE Networks // Proceedings of the 19th Annual Consumer Communications & Networking Conference (CCNC, Las Vegas, USA, 8–11 January 2022). IEEE, 2022. PP. 465–468. DOI:10.1109/CCNC49033.2022.9700621
6. Lin X., Yajnanarayana V., Muruganathan S.D., Gao S., Asplund H., Maattanen H.L. The Sky Is Not the Limit: LTE for Unmanned Aerial Vehicles // IEEE Communications Magazine. 2018. Vol. 56. Iss. 4. PP. 204–210. DOI:10.1109/MCOM.2018.1700643
7. Gharib M., Nandadapu S., Afghah F. An Exhaustive Study of Using Commercial LTE Network for UAV Communication in Rural Areas // Proceedings of the International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops, Montreal, Canada, 14–23 June 2021). IEEE, 2021. PP. 1–6. DOI:10.1109/ICCWorkshops50388.2021.9473547
8. Naveed M., Qazi S., Khawaja B.A. UAV-based Life-Saving Solution For Police To Maintain Social-Distancing During

Covid-19 Pandemic Using 4G-LTE Technology // Proceedings of the International Conference on Communication Technologies (ComTech, Rawalpindi, Pakistan, 21–22 September 2021). IEEE, 2021. PP. 28–32. DOI:10.1109/ComTech52583.2021.9616854

9. Nguyen H.C., Amorim R., Wigard J., Kovacs I.Z., Mogensen P. Using LTE Networks for UAV Command and Control Link: A Rural-Area Coverage Analysis // Proceedings of the 86th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall, Toronto, Canada, 24–27 September 2017). IEEE, 2017. PP. 1–6. DOI:10.1109/VTCFall.2017.8287894

10. Jeong H. H., Lee J., Park S. A Study on Data Acquisition in the Invisible Zone of UAV through LTE Remote Control // Korean Journal of Remote Sensing. 2019. Vol. 35. Iss. 6_1. PP. 987–997. DOI:10.7780/kjrs.2019.35.6.1.9

11. Агамалян В. А. Опыт разработки БПЛА для мониторинга технологических объектов и обеспечения проведения аварийно-спасательных работ // V военно-научная конференция (Анапа, Россия, 29–30 июля 2020) «Роботизация Вооружённых Сил Российской Федерации». Анапа: Федеральное государственное автономное учреждение "Военный инновационный технополис "ЭРА", 2020. С. 228–239.

12. Белоногов А.С., Шорохов Н.С. Мониторинг состояния объектов инфраструктуры железнодорожного транспорта на основе технологии FUSN // Инфокоммуникационные технологии. 2021. Т. 19. № 1. С. 40–46. DOI:10.18469/ikt.2021.19.1.05

13. Корепанов К.Э., Шибанов Р.Э., Кайсина И.А., Абилов А.В., Ламри М.А. Анализ моделей распространения радиосигнала для имитационного моделирования беспроводных сетей в среде NS-3 // XXXI Республиканская выставка-сессия студенческих инновационных проектов и XL Научно-технической конференции молодежи АО «ИЭМЗ «Купол»: ВЫСТАВКА ИННОВАЦИЙ-2021 (ВЕСЕННЯЯ СЕССИЯ), Ижевск, Россия, 23 марта–22 апреля 2021. Ижевск: Ижевский государственный технический университет имени М.Т. Калашникова, 2021. С. 66–72.

14. Никитина А.В., Митряшкина Д.Ю. Анализ требований к каналам действующих сетей мобильной связи для передачи данных с борта беспилотного летательного аппарата // 45-я международная конференция «Мобильный бизнес: перспективы развития и реализации систем радиосвязи в России и за рубежом» (Москва, Россия, 02–03 июля 2020). Москва: ЗАО "Национальный институт радио и инфокоммуникационных технологий", 2020. С. 9–11.

15. Программа и методики проведения контроля параметров качества услуг подвижной радиотелефонной связи, включая MVNO. URL: https://rkn.gov.ru/docs/Programma_i_metodiki_kontrolja_kachestva_sotovoj_svjazi1.pdf (дата обращения 11.03.2022)

16. Galkin B., Kibilda J., DaSilva L.A. Backhaul for Low-Altitude UAVs in Urban Environments // Proceedings of the International Conference on Communications (ICC, Kansas City, USA, 20–24 May 2018). IEEE, 2018. DOI:10.1109/ICC.2018.8422376

* * *

The Study of the Possibility of Using Public Mobile Communication Networks for Video Data Transmission from UAV

A. Baranov¹, A. Nikitina², O. Simonina²

¹MegaFon PJSC,
St. Petersburg, 191104, Russian Federation

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

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-16-26

Received 24th February 2022

Revised 11th March 2022

Accepted 16th March 2022

For citation: Baranov A., Nikitina A., Simonina O. The Study of the Possibility of Using Public Mobile Communication Networks for Video Data Transmission from UAV. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(1):16–26. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-16-26

Abstract: The article describes the results of a flight experiment on the use of a public mobile communication network, conducted in St. Petersburg and its suburbs. The numerical values are given for the signal quality parameters: RSSI, RSRP, RSRQ, SNR and the average data transfer rate from the UAV and to the UAV. It is shown that interRAT-handover significantly affects the urban area, which is associated with a high density of base stations. It is concluded that it is possible to transmit video traffic from a UAV for infrastructure monitoring with requirements for a data transfer rate of 1–1.5 Mbps.

Keywords: UAV, LTE, radio signal parameters, mobile network.

References

1. Muruganathan S.D., Lin X., Määtänen H.L., Sedin J., Zou Z., Hapsari W.A., et al. An overview of 3GPP release-15 study on enhanced LTE support for connected drones. *arXiv preprint arXiv:1805.00826*. 2018.
2. Ding X., Yin D., Zhou Y., Lai J., Wang Y. Joint communication quality assurance algorithm for UAVs flying over urban LTE networks. *Proceedings of the 3rd International Conference on Computer and Communications, ICC, Chengdu, China, 13–16 December 2017*. IEEE; 2017. p.490–496. DOI:10.1109/CompComm.2017.8322595
3. Stanczak J., Kovacs I.Z., Koziol D., Wigard J., Amorim R., Nguyen H. Mobility Challenges for Unmanned Aerial Vehicles Connected to Cellular LTE Networks. *Proceedings of the 87th Vehicular Technology Conference, VTC Spring, 3–6 June 2018, Porto, Portugal*. IEEE; 2018. DOI:10.1109/VTCSpring.2018.8417736
4. Stornig A., Fakhreddine A., Hellwagner H., Popovski P., Bettstetter C. Video Quality and Latency for UAV Teleoperation over LTE: A Study with ns3. *Proceedings of the 93rd Vehicular Technology Conference, VTC2021-Spring, 25–28 April 2021, Helsinki, Finland*. IEEE; 2021. DOI:10.1109/VTC2021-Spring51267.2021.9448676
5. Nihei K., Kai N., Maruyama Y., Yamashita T., Kanetomo D., Kitahara T., et al. Forest Fire Surveillance using Live Video Streaming from UAV via Multiple LTE Networks. *Proceedings of the 19th Annual Consumer Communications & Networking Conference, CCNC, 8–11 January 2022, Las Vegas, USA*. IEEE; 2022. p.465–468. DOI:10.1109/CCNC49033.2022.9700621
6. Lin X., Yajnanarayana V., Muruganathan S.D., Gao S., Asplund H., Maattanen H.L. The Sky Is Not the Limit: LTE for Unmanned Aerial Vehicles. *IEEE Communications Magazine*. 2018;56(4):204–210. DOI:10.1109/MCOM.2018.1700643
7. Gharib M., Nandadapu S., Afghah F. An Exhaustive Study of Using Commercial LTE Network for UAV Communication in Rural Areas. *Proceedings of the International Conference on Communications Workshops, ICC Workshops, 14–23 June 2021, Montreal, Canada*. IEEE; 2021. p.1–6. DOI:10.1109/ICCWorkshops50388.2021.9473547
8. Naveed M., Qazi S., Khawaja B.A. UAV-based Life-Saving Solution For Police To Maintain Social-Distancing During Covid-19 Pandemic Using 4G-LTE Technology. *Proceedings of the International Conference on Communication Technologies, ComTech, 21–22 September 2021, Rawalpindi, Pakistan*. IEEE; 2021. PP.28–32. DOI:10.1109/ComTech52583.2021.9616854
9. Nguyen H.C., Amorim R., Wigard J., Kovacs I.Z., Mogensen P. Using LTE Networks for UAV Command and Control Link: A Rural-Area Coverage Analysis. *Proceedings of the 86th Vehicular Technology Conference, VTC-Fall, 24–27 September 2017, Toronto, Canada*. IEEE; 2017. p.1–6. DOI:10.1109/VTCFall.2017.8287894
10. Jeong H. H., Lee J., Park S. A Study on Data Acquisition in the Invisible Zone of UAV through LTE Remote Control. *Korean Journal of Remote Sensing*. 2019;35(6_1):987–997. DOI:10.7780/kjrs.2019.35.6.1.9
11. Agamalyan V. A. Experience in Developing UAVs for Monitoring Technological Facilities and Ensuring Emergency Rescue Operations. *Proceedings of the Vth Military Scientific Conference, July 29–30, 2020, Anapa, Russia on Robotics of the Armed Forces of the Russian Federation*. Anapa: Federal State Autonomous Institution "Military Innovative Technopolis "ERA"; 2020. p.228–239. (in Russ.)
12. Belonogov A.S., Shorokhov N.S. Monitoring of the State of Railway Infrastructure Objects Based on FUSN Technology. *Infokommunikacionnye tehnologii*. 2021;19(1):40–46. DOI:10.18469/ikt.2021.19.1.05 (in Russ.)
13. Korepanov K.E., Shibanov R.E., Kaysina I.A., Abilov A.V., Lamri M.A. Analysis of Radio Signal Propagation Models for Simulating Wireless Networks in the NS-3 Environment. *Proceedings of the XXXIst Republican Exhibition-Session of Student Innovation Projects and XLth Scientific and Technical Youth Conference of Izhevsk Elektromekhanicheskiy Zavod: Innovation Exhibition-2021 (Spring Session), 23 March–22 April 2021, Izhevsk, Russia*. Izhevsk: Kalashnikov Izhevsk State Technical University Publ.; 2021. p.66–72. (in Russ.)
14. Nikitina A., Mityashkina D. Analysis of the Requirements to Channels of Existing Mobile Communication Networks for Data Transmitting from an Unmanned Aerial Vehicle. *Proceedings of the 45th International Conference "Mobile Business: Prospects for the Development and Implementation of Radio Communication Systems in Russia and Abroad", 02–03 July 2020, Moscow, Russia*. Moscow: National Institute of Radio and Infocommunication Technologies Publ.; 2020. p.9–11. (in Russ.)
15. The Program and Methods for Monitoring the Quality Parameters of Mobile Radiotelephone Services, Including MVNO. Available from: https://rkn.gov.ru/docs/Programma_i_metodiki_kontrolja_kachestva_sotovoj_svjazi1.pdf [Accessed 11/03/22]
16. Galkin B., Kibilda J., DaSilva L.A. Backhaul for Low-Altitude UAVs in Urban Environments. *Proceedings of the International Conference on Communications, ICC, 20–24 May 2018, Kansas City, USA*. IEEE; 2018. DOI:10.1109/ICC.2018.8422376

Сведения об авторах:

БАРАНОВ
Артём Андреевич

старший инженер по эксплуатации пакетной опорной сети ЕЦУС ПАО «Мегасет», baranov.artiom97@gmail.com

 <https://orcid.org/0000-0001-5150-5330>

НИКИТИНА
Александра Викторовна

кандидат технических наук, доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, nikitina.av@spbgut.ru

 <https://orcid.org/0000-0001-9546-012X>

СИМОНИНА
Ольга Александровна

кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, olga.simonina@spbgut.ru

 <https://orcid.org/0000-0002-3245-7959>

Реализации оптимального некогерентного демодулятора частотно-модулированного сигнала

Е.А. Брусин^{1, 2} 

¹АО «Российский институт радионавигации и времени»,
Санкт-Петербург, 192012, Российская Федерация

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

*Адрес для переписки: yefim07@inbox.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 10.01.2022

Поступила после рецензирования 26.01.2022

Принята к публикации 28.01.2022

Ссылка для цитирования: Брусин Е.А. Реализации оптимального некогерентного демодулятора частотно-модулированного сигнала // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 1. С. 27–33. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-27-33

Аннотация: В работе обсуждаются вопросы реализации демодулятора частотно-модулированных сигналов. Показано, что ключевой проблемой, возникающей при реализации демодулятора, является проблема тактовой синхронизации (синхронизации по символам). Предложена реализация схемы синхронизации по символам на основе методов передискретизации. Приведены результаты моделирования процедуры демодуляции частотно-модулированного сигнала. На основании полученных результатов предложена схема оптимального некогерентного демодулятора частотно-модулированного сигнала, включающая в себя схему тактовой синхронизации. Показано, что практическая реализация демодулятора обеспечивает характеристики, близкие к потенциальной помехоустойчивости. На основе результатов, представленных в работе, могут быть построены приемные устройства различных широкополосных сигналов.

Ключевые слова: частотная модуляция, оптимальный некогерентный демодулятор, интерполятор, передискретизация.

1. Введение

Когерентный прием дискретных сигналов основан на точном знании значения фазы возможных реализаций переданного сигнала на входе демодулятора. Однако при передаче сигналов по каналам радиосвязи фаза принимаемого сигнала является случайной величиной, значения которой лежат в пределах от 0 до 2π . Информация о начальной фазе принимаемого сигнала может быть недоступна. Обычно предполагают, что в пределах периода начальная фаза имеет равномерное распределение, так что плотность распределения постоянна. В таких случаях могут использоваться оптимальные некогерентные методы приема. Под оптимальным некогерентным приемом понимается прием сигнала в условиях, когда начальная фаза сигнала является величиной случайной [1]. Такая ситуация характерна при приеме частотно-модулированных сигналов. Полагается, что точно известны частоты, несущие данные об информационном сигнале, но

не известны на приемной стороне начальные фазы модулирующих колебаний.

Построение устройства оптимальной обработки принимаемых сигналов при случайной начальной фазе известно [1]. Существует достаточно много работ, в которых обсуждаются те или иные подходы к реализации демодуляторов частотно-модулированных сигналов [2–4]. Реализация демодуляторов практически сводится к классической схеме в виде набора фильтров, либо к структуре, основанной на использовании набора квадратурных преобразователей, интегрирования и квадратурного сложения сигналов. Схемы приема в общем известны [1]. Однако в [1] не рассматривались вопросы тактовой синхронизации (синхронизации по символам). Схемы тактовой синхронизации обсуждались в ряде трудов, наиболее известной из которых является работа [5]. Однако подходы к решению задач синхронизации, изложенные в последней, представляются несколько устаревшими. Дело

в том, что с развитием техники и технологий предложены новые методы символьной синхронизации цифровых демодуляторов, основанные на элементах цифровой обработки сигналов. В частности, такие подходы представлены в [6, 7]. Однако в указанных работах практически не обсуждаются проблемы демодуляции частотно-модулированных сигналов.

Исходя из вышеизложенного, можно констатировать, что если теория и практика построения демодуляторов частотно-модулированных сигналов в части построения схем обработки сигналов в частотной области широко известны, то реализация оптимального некогерентного демодулятора в части построения схем выделения принимаемой информации практически не обсуждается. В этом смысле интерес представляет реализация оптимального некогерентного демодулятора как устройства, в функции которого входит выделение информации из принимаемого сигнала и символьная синхронизация.

2. Реализация демодулятора

Рассмотрим структуру оптимального некогерентного демодулятора, построенного на основе схемы с квадратурной обработкой на примере приема сигнала бинарной частотной модуляции (2-FSK). Структуру демодулятора иллюстрирует схема, изображенная на рисунке 1. Сигналы квадратур I , Q поступают на вход комплексных перемножителей, на опорные входы которых поступают сигналы модулирующих частот f_1 и f_2 . Сигналы с выходов комплексных перемножителей поступают на входы

каскадов фильтров, предназначенных для уменьшения частоты дискретизации (децимирующих фильтры). Как правило, децимация осуществляется с использованием так называемых CIC-фильтров (CIC – аббр. от англ. Cascaded Integral-Comb Filters) [8]. Фильтры нижних частот (ФНЧ) предназначены для коррекции неравномерности амплитудно-частотной характеристики, присущей CIC-фильтрам. CIC-фильтры обеспечивают децимацию сигнала, кратную степени двойки (2^k). Таким образом, частота дискретизации на входе демодулятора определяется по выражению:

$$F_d = 2^k \cdot k_p \cdot Ft,$$

где Ft – частота изменения информационных символов (символьная частота); k_p – коэффициент пропорциональности, связывающий частоту дискретизации на выходе цифровых фильтров с символьной частотой.

Сигналы с частотой $k_p \cdot Ft$ поступают на вход схемы квадратурной обработки, включающей в себя два идентичных канала: схемы интеграторов и схемы квадратурного сложения.

Демодулятор включает в себя сложение сигналов по двум частотным каналам и, соответственно, две схемы интеграторов, вычисляющих суммы вида:

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (I1^2 + Q1^2) \text{ и } \sum_{n=0}^{N-1} (I2^2 + Q2^2),$$

где $I1$ и $Q1$, $I2$ и $Q2$ – сигналы квадратур частотных каналов; N – длина интегратора.

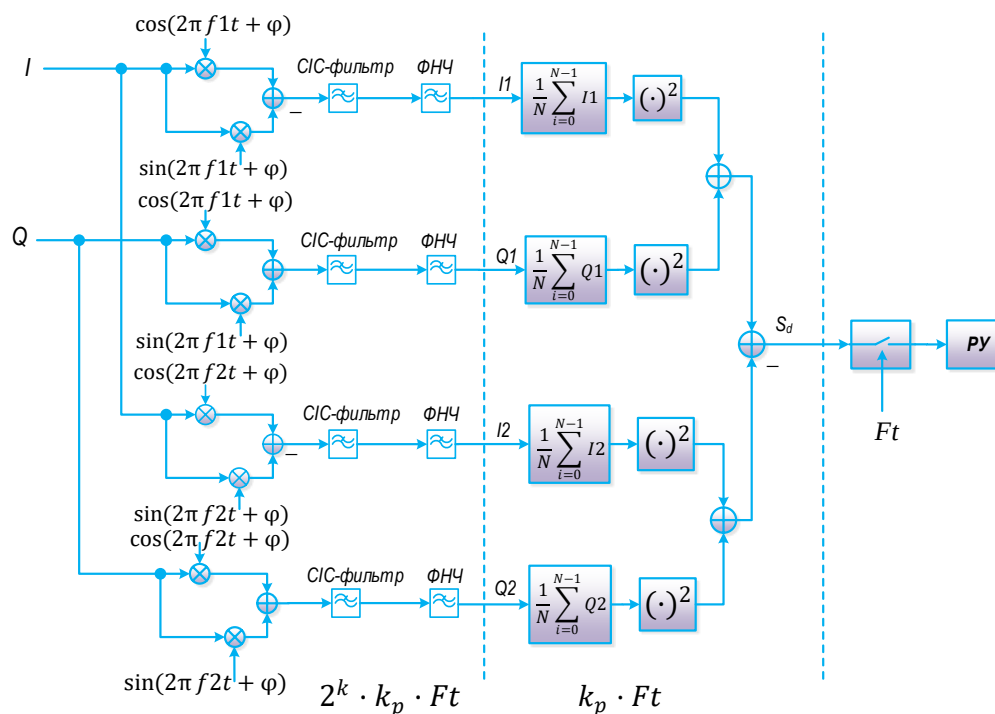


Рис. 1. Демодулятор сигнала 2-FSK

Fig. 1. 2-FSK Signal Demodulator

Интегратор длины N фактически является не рекурсивным цифровым фильтром с коэффициентами, равными $1/N$.

Затем вычисляется разность вида:

$$S_d = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (I1^2 + Q1^2) - \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (I2^2 + Q2^2) .$$

Частота дискретизации на входе демодулятора выбирается таким образом, чтобы величина k_p была связана с длиной интегратора:

$$k_p = N.$$

Для иллюстрации работы демодулятора на рисунках 2–5 приведены полученные в ходе моделирования отсчеты сигналов для $k_p = 11$. На рисунках 2 и 3 представлены отсчеты сигналов на входах интеграторов частотных каналов. На рисунке 4 – отсчеты сигналов на выходах частотных каналов. Отсчеты сигнала S_d на рисунке 5 являются разностью указанных сигналов.

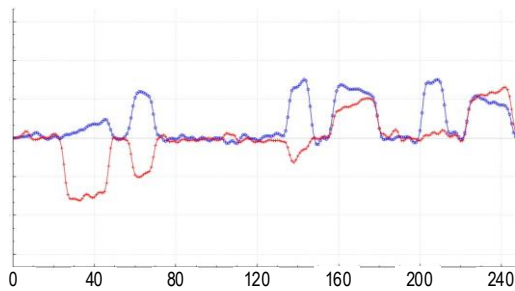


Рис. 2. Отсчеты сигналов на входах интеграторов частотного канала $f1$

Fig. 2. Frequency Channel $f1$ Integrators Output Samples

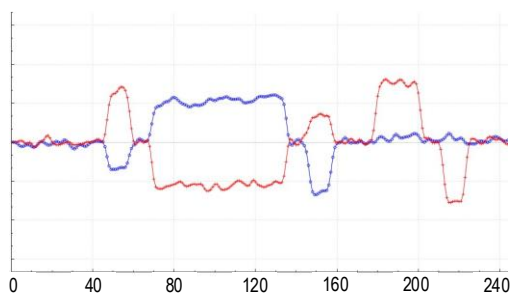


Рис. 3. Отсчеты сигналов на входах интеграторов частотного канала $f2$

Fig. 3. Frequency Channel $f2$ Integrators Output Samples

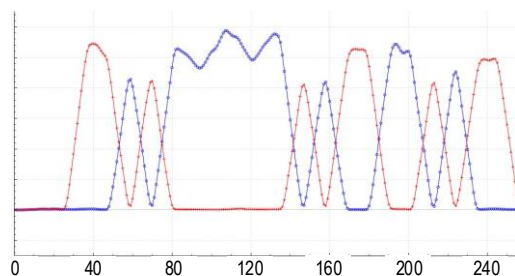


Рис. 4. Отсчеты сигналов на выходах частотных каналов

Fig. 4. Frequency Channels Output Samples

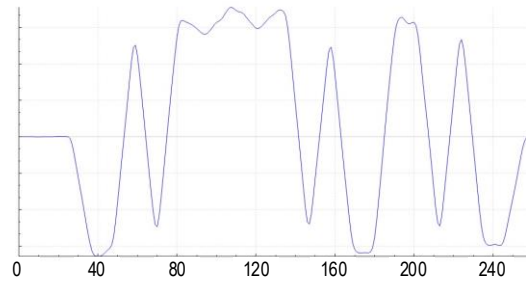


Рис. 5. Выходной сигнал демодулятора S_d

Fig. 5. Demodulator's Output Signal S_d

Фактически сигнал S_d (см. рисунок 5) – это выходной сигнал частотного демодулятора, по отсчетам которого необходимо выделить информационные символы с частотой следования Ft , поступающие на вход решающего устройства (РУ). Рассмотрим сигнал S_d как сигнал в основной полосе (от англ. Digital Baseband Communication) и используем для решения задачи выделения информационной последовательности методы синхронизации, основанные на интерполяции сигнала [9, 10]. В общем случае схема синхронизации включает в себя детектор сигнала ошибки (TED – аббр. от англ. Timing Error Detector), петлевой фильтр и управляемый генератор. В схемах синхронизации в основной полосе, как правило, используется одна из двух схем детекторов: детектор Меллера [7, 11] или детектор пересечения нуля (ZCTED – аббр. от англ. Zero-Crossing Timing Error Detector) [7]. Схема выделения сигнала, построенная на основе детектора Меллера, представлена на рисунке 6.

В качестве управляемого генератора в схеме используется накапливающий сумматор, выходной сигнал которого управляет интерполятором, реализованным на основе полиномов Лагранжа [10]. В момент перехода значения на выходе накапливающего сумматора через единицу вычисляется фаза интерполятора:

$$M = \lfloor \cdot \rfloor (ns_k \cdot 1023),$$

где $\lfloor \cdot \rfloor$ – операция усечения до целого.

Умножение на 1023 определяется количеством фаз интерполятора, равного 1024. Длина интерполятора равна 8. На рисунке $L[k][M]$ – коэффициенты полиномов.

Сигнал с выхода интерполятора поступает на вход детектора, формирующего сигнал ошибки вида:

$$e_k = X_k \cdot a_{k-1} - X_{k-1} \cdot a_k,$$

где X_k – отсчеты сигнала на выходе интерполятора; a_k – отсчеты жестких решений ($a_k = 1$, если $X_k > 0$, $a_k = -1$ в противном случае).

Отсчеты сигнала ошибки поступают на вход петлевого фильтра второго порядка, включающего в себя прямую и интегрирующую ветвь. На рисунке 6 α и β – коэффициенты петлевого фильтра.

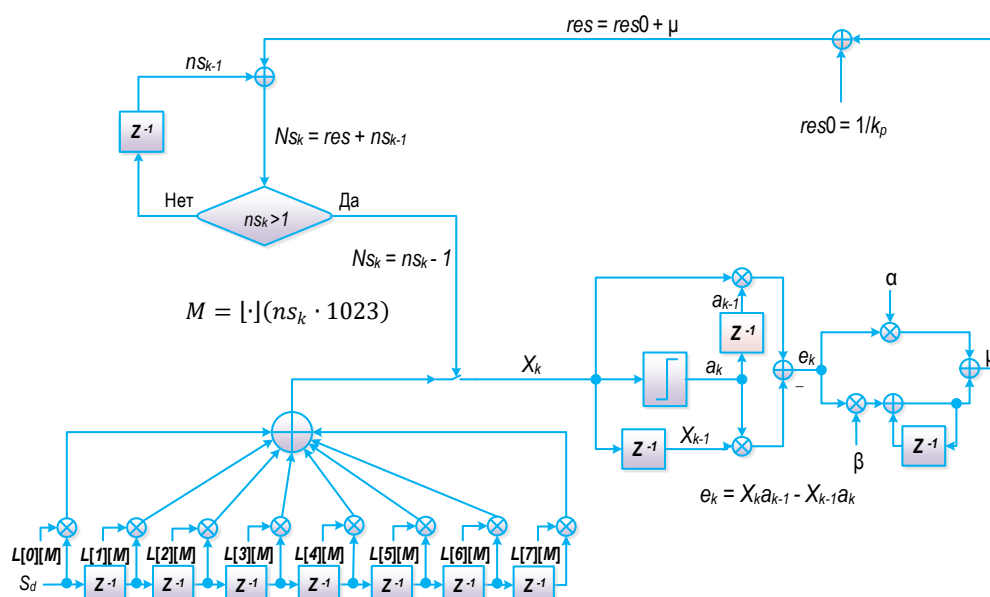


Рис. 6. Схема, построенная на основе детектора Меллера

Fig. 6. Muller's Detector Based Scheme

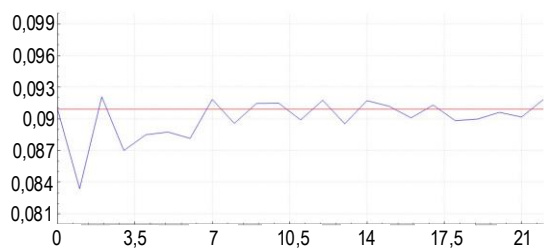
Отсчеты сигнала на выходе петлевого фильтра управляют величиной res :

$$res = \frac{1}{k_p} + \mu,$$

где μ – сигнал на выходе петлевого фильтра.

Величина res управляет частотой изменения фазы интерполятора. Эта величина называется коэффициентом передискретизации.

Устройство, включающее в себя накапливающий сумматор и интерполятор, называется передискретизатором. Передискретизатор (от англ. Resampler) управляется петлей фазовой автоподстройки, представленной на рисунке 6. Петля управляет коэффициентом передискретизации, обеспечивая выбор оптимального момента принятия решения на выходе демодулятора. Для иллюстрации работы схемы на рисунках 7–9 приведены полученные в ходе моделирования отсчеты ряда сигналов. На рисунке 7 представлены отсчеты коэффициента передискретизации. Фактически отсчеты сигнала показывают переходный процесс петли фазовой автоподстройки, который иллюстрирует подстройку коэффициента передискретизации. Заметим, что переходный процесс сходится к величине $1/11$.

Рис. 7. Коэффициент передискретизации res Fig. 7. Resampling Coefficient res

На рисунке 8 представлены отсчеты сигнала X_k на выходе интерполятора, на рисунке 9 – соответствующие этим отсчетам отсчеты «жестких решений».

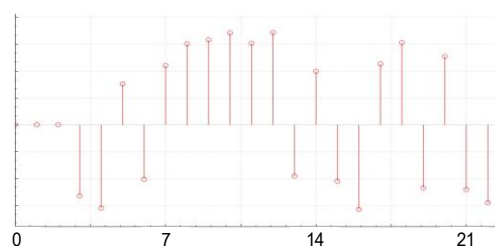


Рис. 8. Отсчеты сигнала на выходе интерполятора

Fig. 8. Interpolator's Output Samples

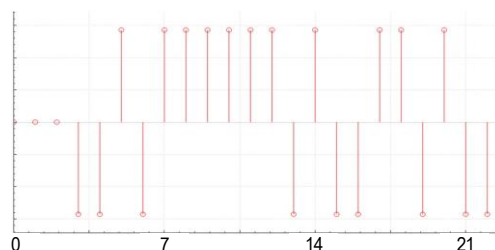


Рис. 9. Отсчеты «жестких решений»

Fig. 9. "Hard Decision" Samples

Схема синхронизации, построенная на основе детектора пересечения нуля, представлена на рисунке 10. Схема, в целом, аналогична схеме, основанной на использовании детектора Меллера. Основное отличие связано с тем, что для реализации схемы ZCTED-детектора необходима частота вдвое выше частоты следования информационных символов. Поэтому начальный коэффициент передискретизации схемы вдвое меньше:

$$res = \frac{1}{2k_p}.$$

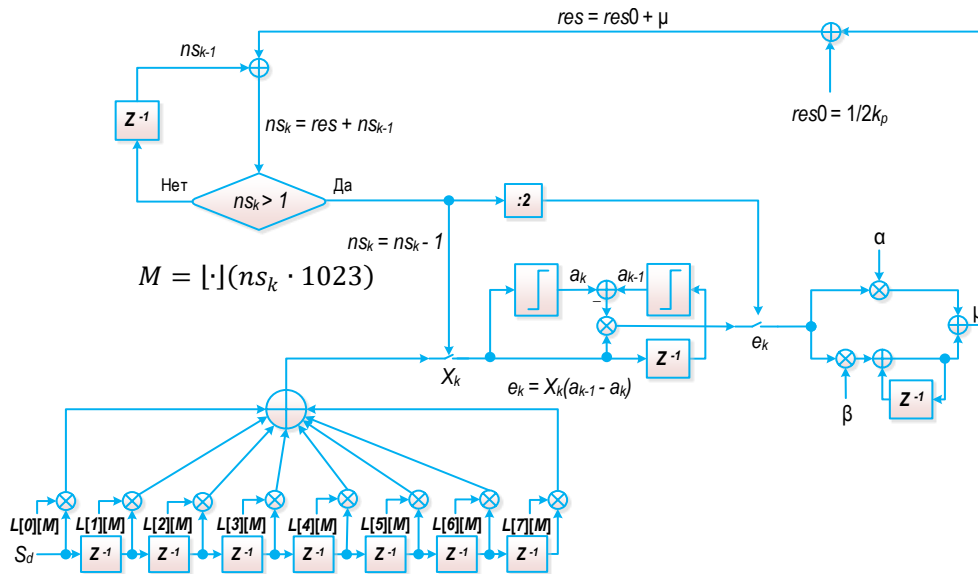


Рис. 10. Схема, построенная на основе детектора пересечения нуля

Fig. 10. Zero Cross Level Detector Based Scheme

Соответственно, в схему включен делитель частоты на 2.

Отсчеты сигнала ошибки на входе петлевого фильтра выражаются как:

$$e_k = X_k \cdot (a_{k-1} - a_k).$$

Таким образом, представлены два возможных подхода к реализации схемы демодуляции. Представляется целесообразным провести сопоставление демодуляторов с двумя вариантами реализации схем синхронизации.

3. Результаты моделирования

Для сопоставления схем было проведено моделирование демодуляции сигналов 2-FSK при использовании двух различных схем восстановления информационной последовательности детектора Меллера и схемы ZCTED-детектора.

Моделирование проводилось таким образом:

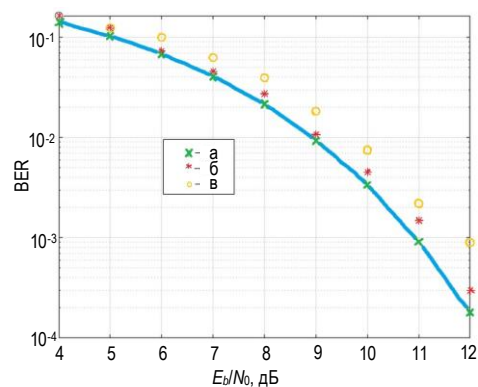
- 1) отношение сигнал/шум на бит информации менялось от 4 до 11 дБ с шагом 1 дБ;
- 2) при каждом отношении генерировалась выборка сигнала длиной 10000 информационных символов;
- 3) вычислялся коэффициент битовой ошибки (BER) путем сравнения информационной последовательности на входе схемы формирования сигнала и выходом демодулятора.

Вычисленный по результатам моделирования коэффициент битовой ошибки сравнивался с потенциальной помехоустойчивостью оптимального некогерентного приема сигнала частотной модуляции, где вероятность ошибки на бит информации определяется следующим образом [1]:

$$P = \frac{1}{2} e^{-\frac{1}{2} \frac{E_b}{N_0}},$$

где E_b/N_0 – отношение сигнал/шум на бит информации.

Результаты моделирования приведены на рисунке 11, где а – вероятность ошибки, определяемая потенциальной помехоустойчивостью; б – коэффициент битовой ошибки при использовании ZCTED-детектора; в – коэффициент битовой ошибки при использовании детектора Меллера. На основании результатов моделирования можно сделать следующие выводы. Полученные коэффициенты битовых ошибок весьма близки к вероятности ошибки, определяемой потенциальной помехоустойчивостью оптимального некогерентного приема сигнала 2-FSK. Схема, основанная на ZCTED-детекторе, дает меньшие потери. Соответственно, эта схема является предпочтительной.

Рис. 11. Зависимости BER от отношения E_b/N_0 .Fig. 11. BER vs E_b/N_0 Performance

Таким образом, можно предложить практическую схему оптимального некогерентного демодулятора частотно модулированного сигнала. Указанная схема демодулятора сигнала бинарной частотной модуляции (2-FSK), основанная на ZCTED-детекторе, представлена на рисунке 12.

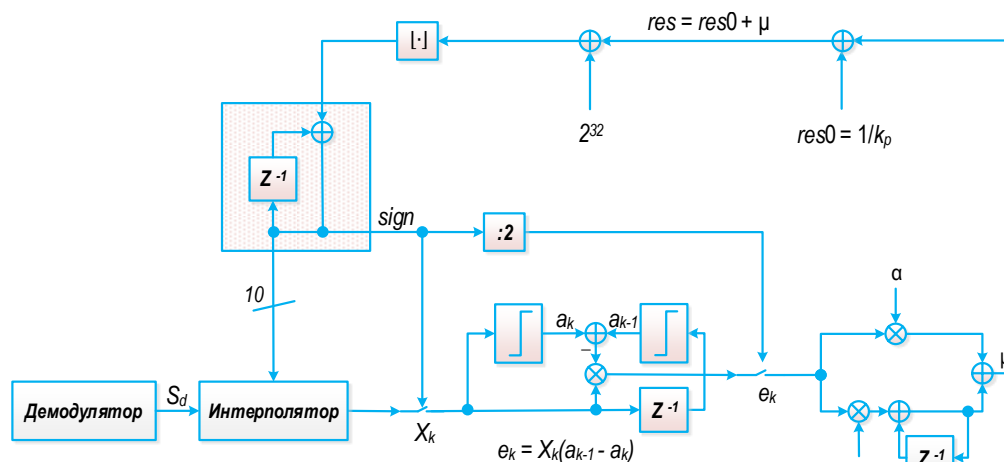


Рис. 12. Схема оптимального некогерентного демодулятора сигнала 2-FSK

Fig. 12. 2-FSK Signal Optimum Noncoherent Demodulator Scheme

Схема (см. рисунок 12) включает в себя собственно демодулятор, структура которого приведена на рисунке 1, интерполятор и схему фазовой автоподстройки, выделяющую информационные символы. Как предложено в [10], в схему включен цифровой синтезатор отсчетов (NCO – аббр. от англ. Numerically Control Oscillator), построенный на основе целочисленного 32-разрядного накапливающего сумматора. Сигнал управления выходом интерполятора формируется старшим разрядом сумматора (сигнал $sign$), а 10 старших разрядов сумматора формируют отсчеты фазы интерполятора.

4. Заключение

Предложена схема реализации оптимального некогерентного демодулятора частотно-модулированного сигнала. Следует отметить, что, хотя демо-

дулятор некогерентный по несущей частоте, фактически схема является когерентной в части символьной синхронизации. Для выделения информационных символов предложен подход, основанный на использовании методов передискретизации сигнала. Как показали результаты моделирования, наилучшие результаты дает использование ZCTED-детектора в петле символьной синхронизации.

Анализ предложенной схемы методом математического моделирования показал, что практическая реализация демодулятора обеспечивает характеристики, близкие к потенциальной помехоустойчивости. Опираясь на результаты, представленные в работе, могут быть построены демодуляторы для широкого класса частотно-модулированных сигналов, которые характеризуются различными спектральными характеристиками и порядками модуляции.

Список используемых источников

1. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Изд-во «Советское радио», 1970. 728 с.
2. Simon M., Springett J. The Performance of a Noncoherent FSK Receiver Preceded by a Bandpass Limiter // IEEE Transactions on Communications. 1972. Vol. 20. Iss. 6. PP. 1128–1136. DOI:10.1109/TCOM.1972.1091299
3. Shiung D., Ferng H.W., Lyons R. Filtering Tricks for FSK Demodulation // IEEE Signal Processing Magazine. 2005. Vol. 22. Iss. 3. PP. 80–82. DOI:10.1109/MSP.2005.1425911
4. Middlestead R.W. Digital Communications with Emphasis on Data Modems. Theory, Analysis, Design, Simulation, Testing, and Applications. John Wiley & Sons, 2017. 824 p.
5. Гинзбург В.В., Каяцкас А.А. Теория синхронизации демодуляторов. М.: Связь, 1974. 215 с.
6. Mengali U., D'Andrea A.N. Synchronization Technique for Digital Receivers. Applications of Communications Theory. New York: Plenum Press, 1997. 533 p. DOI:10.1007/978-1-4899-1807-9
7. Meyer H., Moeneclaey M., Fechtel S.A. Digital Communication Receivers. New York: John Wiley&Sons, Inc., 1998.
8. Hogenauer E. An economical class of digital filters for decimation and interpolation // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1981. Vol. 29. Iss. 2. PP. 155–162. DOI:10.1109/TASSP.1981.1163535
9. Gardner F.M. Interpolation in digital modems: Part I. Fundamentals // IEEE Transactions on Communications. 1993. Vol. 41. Iss. 3. PP. 501–507. DOI:10.1109/26.221081
10. Erup L., Gardner F. M., Harris R.A. Interpolation in digital modems: Part II. Implementation and performance // IEEE Transactions on Communications. 1993. Vol. 41. Iss. 6. PP. 998–1008. DOI:10.1109/26.231921
11. Mueller K., Muller M. Timing Recovery in Digital Synchronous Data Receivers // IEEE Transactions on Communications. 1976. Vol. 24. Iss. 5. PP. 516–531. DOI:10.1109/TCOM.1976.1093326

* * *

Frequency Modulated Signal's Optimum Noncoherent Demodulator Performance

E. Brusin^{1, 2} 

¹Russian Institute of Radionavigation and Time,
St. Petersburg, 192012, Russian Federation

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

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-27-33

Received 10th January 2022

Revised 26th January 2022

Accepted 28th January 2022

For citation: Brusin E. Frequency Modulated Signal's Optimum Noncoherent Demodulator Performance. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(1):27–33. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-27-33

Abstract: *The article considers optimum noncoherent demodulator scheme. The symbol synchronization is key problem of demodulator's performance. It is offered the resampler symbol synchronization schem. Modeling demodulator algorithm results is shown. The modeling results let to propose the optimum noncoherent demodulator scheme. It is shown that the demodulator provided near to ideal noncoherent performance. Based on the results presented in the paper, receivers of various broadband signals can be constructed.*

Keywords: *frequency modulation, optimum noncoherent demodulator, interpolator, resampling.*

References

1. Fink L.M. *Theory of Transmission of Discrete Messages*. Moscow: Sovetskoe radio Publ.; 1970. 728 p. (in Russ.)
2. Simon M., Springett J. The Performance of a Noncoherent FSK Receiver Preceded by a Bandpass Limiter. *IEEE Transactions on Communications*. 1972;20(6):1128–1136. DOI:10.1109/TCOM.1972.1091299
3. Shiung D., Ferng H.W., Lyons R. Filtering Tricks for FSK Demodulation. *IEEE Signal Processing Magazine*. 2005;22(3): 80–82. DOI:10.1109/MSP.2005.1425911
4. Middlestead R.W. *Digital Communications with Emphasis on Data Modems. Theory, Analysis, Design, Simulation, Testing, and Applications*. John Wiley & Sons; 2017. 824 p.
5. Ginzburg V.V., Kayackas A.A. *Demodulator Timing Theory*. Moscow: Sviaz Publ.; 1974. 215 p. (in Russ.)
6. Mengali U., D'Andrea A.N. *Synchronization Technique for Digital Receivers. Applications of Communications Theory*. New York: Plenum Press; 1997. 533 p. DOI:10.1007/978-1-4899-1807-9
7. Meyer H., Moeneclaey M., Fechtel S.A. *Digital Communication Receivers*. New York: John Wiley&Sons, Inc.; 1998.
8. Hogenauer E. An economical class of digital filters for decimation and interpolation. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. 1981;29(2):155–162. DOI:10.1109/TASSP.1981.1163535
9. Gardner F.M. Interpolation in digital modems: Part I. Fundamentals. *IEEE Transactions on Communications*. 1993; 41(3):501–507. DOI:10.1109/26.221081
10. Erup L., Gardner F. M., Harris R.A. Interpolation in digital modems: Part II. Implementation and performance. *IEEE Transactions on Communications*. 1993;41(6):998–1008. DOI:10.1109/26.231921
11. Mueller K., Muller M. Timing Recovery in Digital Synchronous Data Receivers. *IEEE Transactions on Communications*. 1976;24(5):516–531. DOI:10.1109/TCOM.1976.1093326

Сведения об авторе:

Брусин
Ефим Александрович

ведущий инженер АО «Российский институт радионавигации и времени», доцент кафедры электроники и схемотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, yefim07@inbox.ru

 <https://orcid.org/0000-0002-6742-2705>

Использование фрагментов телевизионного изображения системы технического зрения для верификации повышения помехоустойчивости измерений скорости протяженного объекта

Р.Р. Диязитдинов¹, Н.Н. Васин¹

¹Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Самара, 443010, Российская Федерация

*Адрес для переписки: rinat.diyazitdinov@gmail.com

Информация о статье

Поступила в редакцию 16.02.2022

Поступила после рецензирования 14.03.2022

Принята к публикации 16.03.2022

Ссылка для цитирования: 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

Аннотация: Современные диагностические комплексы, используемые для контроля инфраструктуры железной дороги, оснащены системами технического зрения. Кроме функции видеофиксации, эти системы выполняют задачи распознавания и измерения параметров, необходимые для автоматизации технологических процессов. Одной из существующих задач является измерение скорости протяженных объектов. Измерение скорости необходимо для торможения вагонов на сортировочной горке, для формирования изображения протяженных объектов (отдельных вагонов или составов), которые не могут поместиться в кадр целиком (изображение формируется из фрагментов различных кадров), для решения задач составления натурных листов (распознавание номера вагона) и т. д. В статье описывается процедура верификации фрагментов изображений, используемых для измерения скорости протяженных объектов, которая позволяет повысить помехоустойчивость. Процедура верификации позволила усовершенствовать существующий алгоритм, основанный на сравнении двух смежных кадров для вычисления скорости движения, тем самым повысив достоверность измерений.

Ключевые слова: верификация, телевизионный, техническое зрение, помехоустойчивость, скорость, протяженный объект, изображение.

Введение

Современные диагностические комплексы, используемые на железной дороге, как правило, оснащены системами технического зрения. От обычных систем видеонаблюдения их отличает:

- высокое качество получаемой видеoinформации в различных условиях съемки;
- отсутствие размытия изображений за счет технологии «global shutter»;
- аппаратная синхронизация.

Эти технологические особенности позволяют проводить измерение параметров и обеспечивают стабильное распознавание объектов. Подобные функции позволяют автоматизировать ряд технологических процессов для контроля железнодоро-

рожной инфраструктуры. Одной из задач автоматизации является измерение скорости протяженного объекта.

Измерения скорости необходимы для:

- торможения вагонов на сортировочной горке;
- формирования изображения протяженных объектов (отдельных вагонов или нескольких вагонов в сцепке); изображение строится из фрагментов отдельных кадров, а размер фрагмента из кадра определяется скоростью движения;
- распознавания номеров вагонов (измерения скорости используются для формирования изображения протяженных объектов и для компенсации вибраций, искажающих данные).

Принцип измерения скорости заключается в выборе фрагмента на текущем кадре и в определении положения этого фрагмента на следующем кадре. Смещение фрагмента, как правило, пропорционально реальному смещению протяженного объекта. Зная реальное смещение и время между кадрами, рассчитывается скорость движения объекта [1–5].

В [1] рассматривается способ, который был положен в основу патента [2], а также в основу системы измерения скорости на сортировочной горке станции Кинель Куйбышевской железной дороги. Суть представленного способа заключается в том, что анализируемые фрагменты предварительно преобразовываются в одномерные сигналы путем суммирования яркости пикселей вдоль столбцов, а смещение (и, соответственно, скорость протяженного объекта) рассчитывается в результате сравнения этих сигналов. Описанный способ измерения имеет недостаток: алгоритм не содержит механизм верификации, что приводит к появлению недостоверных измерений.

В данной статье предлагается процедура верификации фрагментов телевизионного изображения системы технического зрения, которая позволяет уменьшить вероятность недостоверных данных. За счет этого повышается помехоустойчивость системы измерения скорости движения протяженных объектов.

1. Метод измерения скорости движения

Измерение скорости движения протяженного объекта [1] основано на следующем принципе: фрагмент телевизионного изображения i -го кадра смещается на величину Δs относительно $(i + 1)$ -го кадра. Смещение Δs , измеренное в пикселях, соответствует реальному смещению ΔS :

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

где r – это постоянный коэффициент, который зависит от фокусного расстояния видеосистемы, положения объекта относительно видеосистемы и еще ряда оптических параметров.

Время между смежными кадрами (τ) определяется частотой (f) съемки:

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

Скорость движения определяется следующим образом:

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

Параметры r, f являются константами, величина Δs вычисляется в ходе обработки данных.

Для измерения смещения в i -м кадре выбирается фрагмент шириной m и высотой n пикселей. Суммируя яркость пикселей вдоль столбца, рассчитывается опорный сигнал $h_i(l)$, $l = k, \dots, k + m + 1$ (см. рисунок 1).

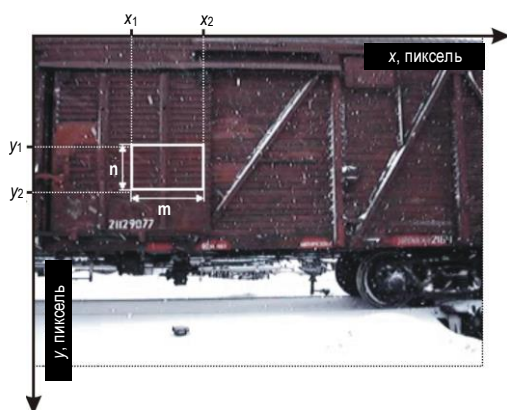


Рис. 1. Вычисление опорного сигнала $h_i(l)$

Fig.1. Reference Signal $h_i(l)$



Рис. 2. Вычисление анализируемого сигнала $h_{i+1}(l)$

Fig. 2. Analyzed Signal $h_{i+1}(l)$

В $(i + 1)$ -ом кадре аналогичным образом рассчитывается анализируемый сигнал $h_{i+1}(l)$, $l = 1, \dots, W$, но ширина фрагмента равна ширине кадра (W) (см. рисунок 2).

Смещение Δs определяется по формулам:

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

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

Функция $Q(\Delta s)$ будет принимать наименьшее значение при таком Δs , при котором наблюдается наибольшее совпадение сигналов $h_i(l)$ и $h_{i+1}(l)$. На рисунке 3 показан график функции $Q(\Delta s)$, на котором минимальное значение функции соответствует искомому смещению Δs .

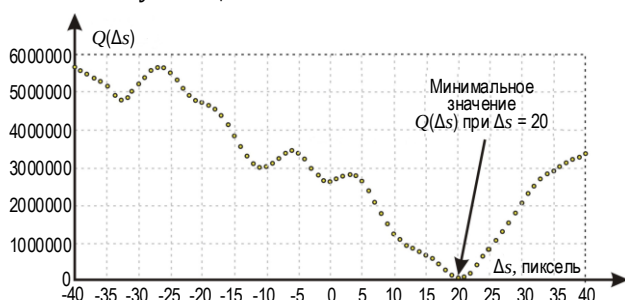


Рис. 3. Оценка смещения Δs

Fig. 3. Offset Estimation

2. Проблема выбора фрагмента

Недостаток описанного алгоритма [1] заключается в том, что опорный сигнал может быть вычислен на основе фрагмента телевизионного изображения, представляющего собой однородную по яркости поверхность. Такие малоинформативные фрагменты становятся источниками ошибок при проведении измерений скорости протяженных объектов. На рисунке 4 показан подобный фрагмент изображения. На рисунке 5 на графике $Q(\Delta s)$ минимум отчетливо не виден; в соответствии с формулой (4) значение $\Delta s = 7$ пикселям.

Как можно видеть из рисунка 5, минимальное значение плохо идентифицируется; при незначительных помехах оценка смещения Δs может значительно отличаться от истинного значения. Чтобы избежать ошибок, связанных с фрагментами на однородных поверхностях, предлагается следующая процедура верификации: анализ нескольких фрагментов и выбор из них одного фрагмента с максимальной дисперсией (примечание: дисперсия рассчитывается по одномерному сигналу). Логика подобного решения заключается в том, что чем «однороднее» поверхности, тем ниже у нее дисперсия. Фрагмент с максимальной дисперсией используется для вычисления скорости.

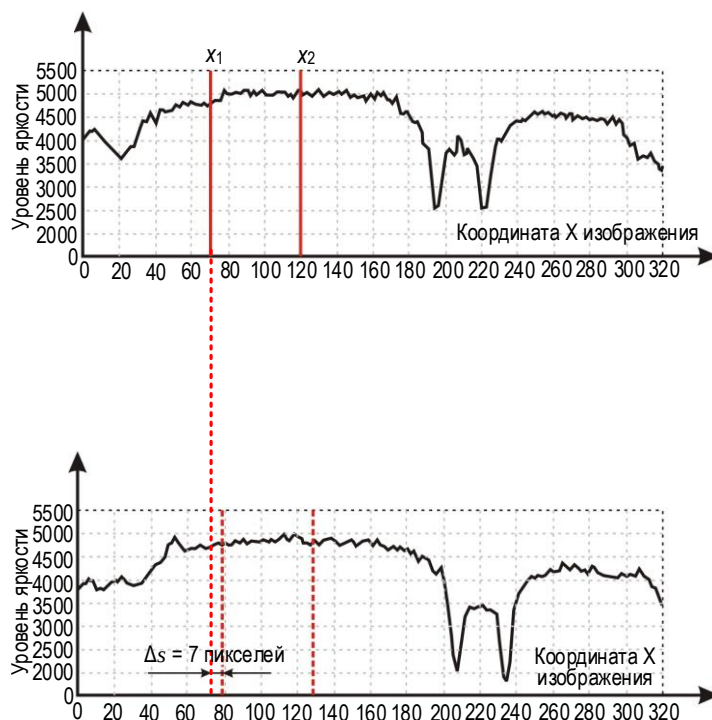
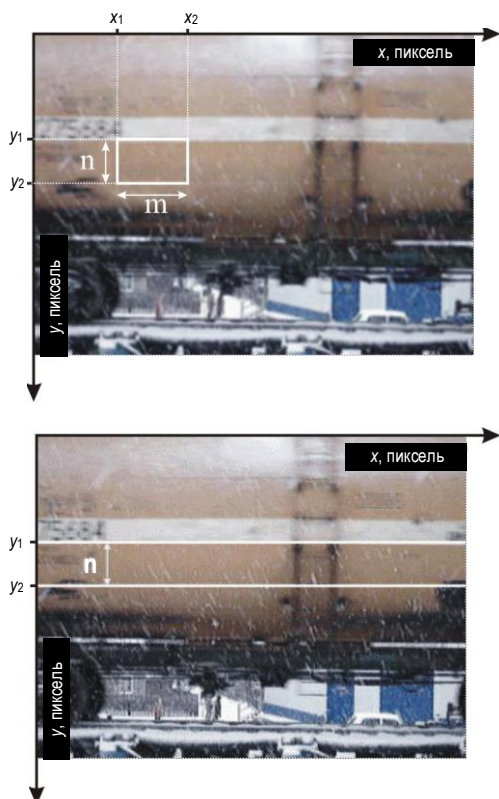


Рис. 4. Неверная оценка смещения

Fig. 4. Wrong Offset Estimation

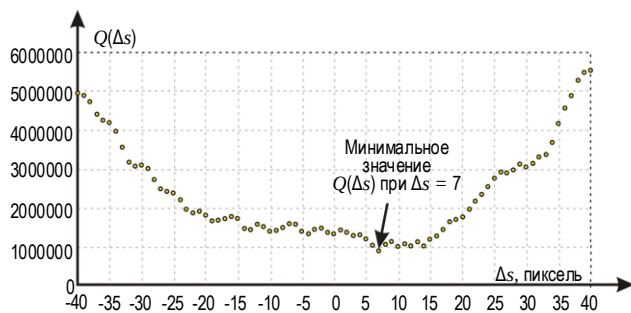
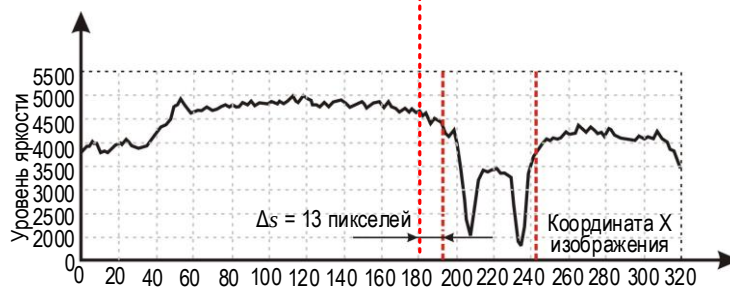
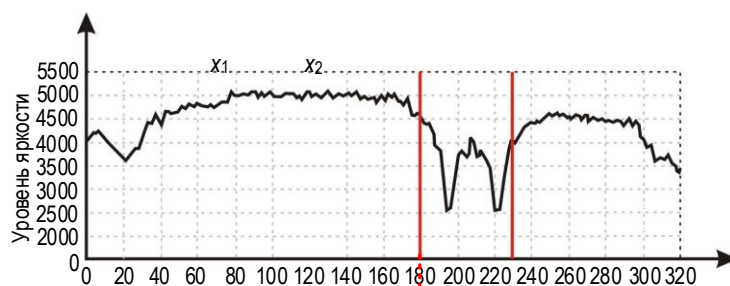
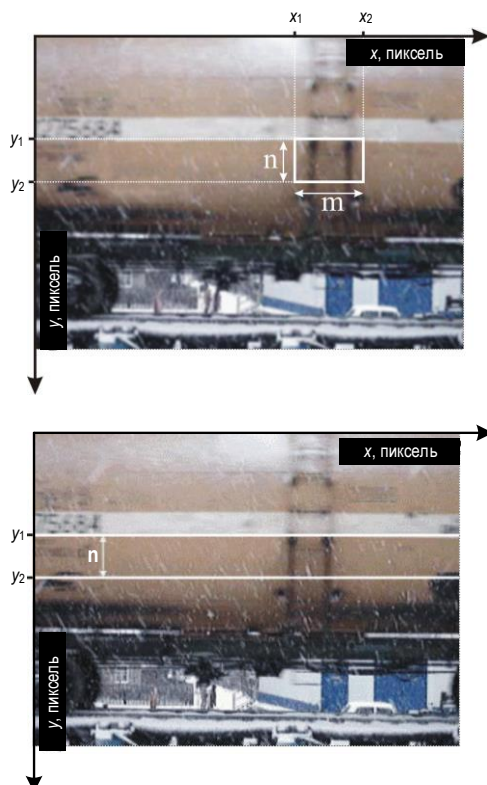
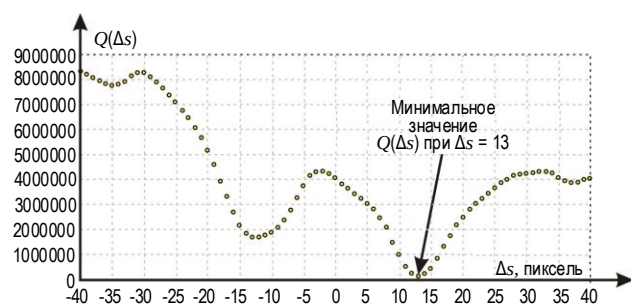
Рис. 5. График $Q(\Delta s)$ для однородного фрагментаFig. 5. Plot $Q(\Delta s)$ for Uniform Region of Image

Рис. 6. Верная оценка смещения

Fig. 6. Correct Offset Estimation

Рис. 7. График $Q(\Delta s)$ для неоднородного фрагментаFig. 7. Plot $Q(\Delta s)$ for Non-Uniform Region of Image

На рисунке 8 показаны обрабатываемое изображение с выделенными фрагментами, а в таблице 1 – дисперсия этих фрагментов. Наибольшее значение дисперсии имеет фрагмент № 7; он и будет использоваться для оценки смещения Δs .

На рисунке 6 показаны те же самые кадры, но с фрагментом на неоднородной области. На рисунке 7 на графике $Q(\Delta s)$ минимум виден отчетливо и соответствует $\Delta s = 13$ пикселям.

Одномерный сигнал, соответствующий выбранной неоднородной области изображения, характеризуется уникальной формой.

Эта форма позволяет с высокой вероятностью правильно оценивать смещение Δs . График $Q(\Delta s)$ подтверждает это утверждение: глобальный минимум много меньше, чем другие локальные минимумы.

На рисунке 9 представлена схема обработки данных для усовершенствованного алгоритма.

Блоки с 1 по 4 соответствуют функциональной части системы видеонаблюдения, которая ответственна за фиксацию протяженного объекта, появившегося в поле зрения камеры.

Блок № 5 соответствует записи двух соседних кадров (i и $(i + 1)$), на основе которых оценивается смещение Δs и скорость.

Блоки с 6 по 17 отвечают за выбор области в i -м кадре, которая будет использоваться для формирования опорного сигнала.

Блок № 18 соответствует выбору горизонтальной полосы на $(i + 1)$ -м кадре, у которой границы по оси ординат определяются выбранной областью на i -м кадре.

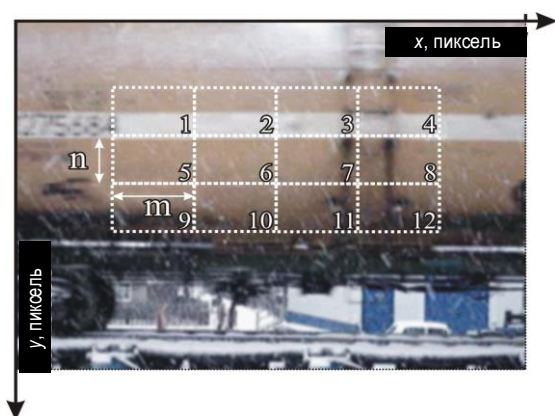


Рис. 8. Выбор фрагмента для оценки смещения

Fig. 8. Fragment Selection for Offset Estimatio

ТАБЛИЦА 1. Дисперсия фрагментов 1–12

TABLE 1. Dispersion of Fragments 1–12

61 664,89	1 355,85	132 392,61	70 232,79
4 258,20	3 757,29	510 052,81	406 779,52
24 386,42	6 239,41	214 787,92	70 358,17

Блоки с 19 по 22 отвечают за вычисление смещения на основании выбранной области i -го кадра и горизонтальной полосы $(i + 1)$ -го кадра.

Блоки с 23 по 24 соответствуют функциональной части системы видеонаблюдения, которая ответственна за выключение камеры при отсутствии протяженного объекта в поле зрения.

Блок № 25 – это вывод измерения скорости на экран.

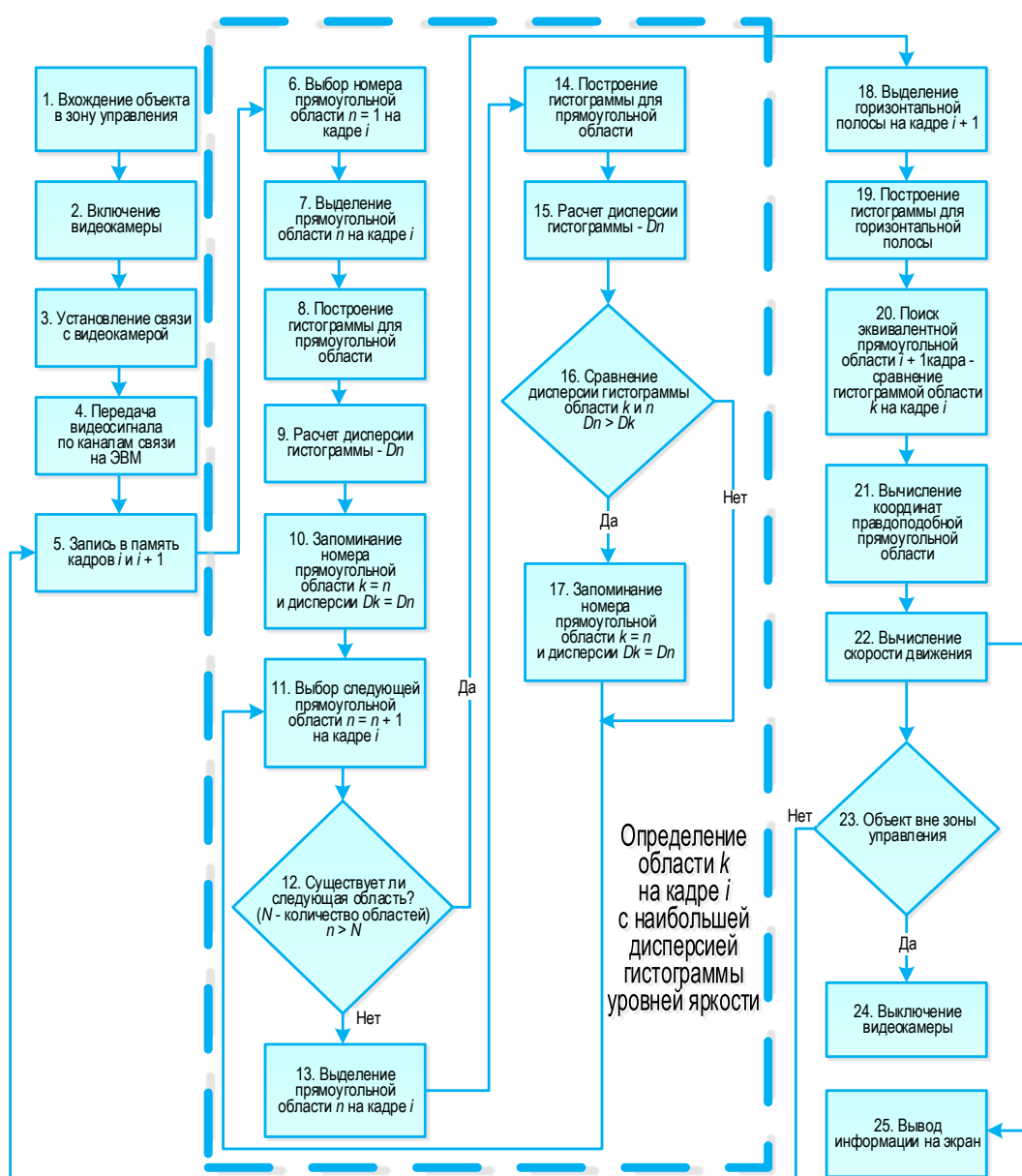


Рис. 9. Схема обработки данных

Fig. 9. Data Processing

Заключение

В контексте решаемой задачи был разработан алгоритм оценки скорости протяженного объекта, который в сравнении с существующим алгоритмом [1] характеризуется более высокой помехозащищенностью. Для повышения помехозащищенности была решена задача выбора области телевизионного изображения, обеспечивающая корректное измерение скорости. Дальнейшие исследования для повышения помехоустойчивости измерений планируется проводить с применением методик удаления заднего плана [6–9]. Это позволит убирать из анализа области, которые содержат не только протяженный объект, но и задний

план, и использование которых ведет к неверным измерениям.

Касательно разработанного алгоритма с процедурой верификации, можно отметить следующее:

- введенная процедура верификации достаточно просто реализуется в существующей архитектуре и не требует замены аппаратной части;
- помехоустойчивость работы системы измерения скорости повысилась, при этом ошибок, связанных с однородными фрагментами, не наблюдается.

На основании предложенного алгоритма была подана заявка на изобретение и получен патент [10]. Разработанный алгоритм планируется внедрять в существующую систему измерения скорости.

Список используемых источников

1. Васин Н.Н., Куринский В.Ю. Метод обработки видеосигналов для измерения скорости протяженных объектов // Инфокоммуникационные технологии. 2010. Т. 8. № 2. С. 36–39.
2. Васин Н.Н., Куринский В.Ю. Способ измерения скорости движения протяжённых объектов. Патент на изобретение РФ № 2398240. Оpubл. 27.08.2010.
3. Макарецкий Е., Овчинников А., Хиеунгуен Л. Телевизионные измерительные системы контроля скоростного режима дорожного движения // Компоненты и технологии. 2007. № 4(69). С. 34–37.
4. Кузьмин С.В. Инвариантное к масштабу определение задержек между двумя одномерными цифровыми сигналами // Инфокоммуникационные технологии. 2011. Т. 9. № 2. С. 7–10.
5. Васильев Д.В., Денисов С.А., Серебряков С.А. Исследование адаптивного корреляционного измерителя скорости с применением математического моделирования // Вестник МЭИ. 1995. № 2. С. 9–18.
6. Sultana M., Mahmood A., Bouwmans T., Khan M.H., Jung S.K. Background/Foreground Separation: Guided Attention based Adversarial Modeling (GAAM) versus Robust Subspace Learning Methods // Proceedings of the IEEE/CVF International Conference on Computer Vision (ICCV) Workshops. IEEE, 2021. PP. 181–188.
7. Kim K., Chalidabhongse T.H., Harwood D., Davis L. Real-time foreground–background segmentation using codebook model // Real-Time Imaging. 2005. Vol. 11. Iss. 3. PP. 172–185. DOI:10.1016/j.rti.2004.12.004
8. Kim Z.W. Real time object tracking based on dynamic feature grouping with background subtraction // Proceedings of the Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (Anchorage, USA, 23–28 June 2008). IEEE, 2008. DOI:10.1109/CVPR.2008.4587551
9. Schindler K., Wang H. Smooth Foreground-Background Segmentation for Video Processing // Proceedings of the 7th Asian Conference on Computer Vision (ACCV 2006, Hyderabad, India, 13–16 January 2006). Lecture Notes in Computer Science. Vol. 3852. Berlin, Heidelberg: Springer, 2006. PP. 581–590. DOI:10.1007/11612704_58
10. Диязитдинов Р.Р., Васин Н.Н. Способ измерения скорости движения протяженных объектов. Патент на изобретение РФ № 2747041. Оpubл. 23.04.2021.

* * *

Using Television Image Fragments of a Machine Vision for Verifying Noise Immunity of an Extended Object Velocity Measurement

R. Diyazitdinov¹, N. Vasin¹

¹Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, 443010, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-37-40

Received 16th February 2022

Revised 14th March 2022

Accepted 16th March 2022

For citation: Diyazitdinov R., Vasin N. Using Television Image Fragments of a Machine Vision for Verifying Noise Immunity of an Extended Object Velocity Measurement. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(1):37–40. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-37-40

Abstract: Modern diagnostic systems used to control railway infrastructure are equipped with technical vision systems. In addition to video recording, these systems perform recognition tasks and measure parameters necessary for the automation of technological processes. One of the existing tasks is to measure the velocity of long objects. Measuring velocity is necessary for slowing down a carriage on a gravity yard, for the formation of an image of extended objects (separate wagons or convoys) that cannot fit into the frame as a whole (the image is formed from fragments of different frames). The article describes the procedure of verifying fragments of images used to measure the velocity of extended objects, which increases noise immunity. The verification procedure improved the existing algorithm based on comparing two adjacent frames to calculate the speed of motion, thus increasing the reliability of measurements.

Keywords: verification, television, machine vision, immunity, velocity, long object, image.

References

1. Vasin N.N., Kurinsky V.Yu. Method of Processing of Video Signals for Measurement of Speed of Extended Objects. *Infocommunication Technologies*. 2010;8(2):36–39. (in Russ.)
2. Vasin N.N., Kurinskij V.Yu. *Method of Measuring Speed of Extended Objects*. Patent RF, no. 2394240, 27.08.2010. (in Russ.)
3. Makaretskiy E., Ovchinnikov A., Hieunguen L. Television Measuring System for Speed Control of Transport Traffic. *Components & Technologies*. 2007;4(69):34–37. (in Russ.)
4. Kuzmin S.V. Scale-Invariant Delay Estimation between Two One-Dimensional Digital Signals. *Infocommunication Technologies*. 2011;9(2):7–10. (in Russ.)
5. Vasil'ev D.V., Denisov S.A., Serebryakov S.A. Researching of adaptive correlation device of speed measuring by mathematical simulation. *Vestnik MEI*. 1995;2:9–18. (in Russ.)
6. Sultana M., Mahmood A., Bouwmans T., Khan M.H., Jung S.K. Background/Foreground Separation: Guided Attention based Adversarial Modeling (GAAM) versus Robust Subspace Learning Methods. *Proceedings of the IEEE/CVF International Conference on Computer Vision (ICCV) Workshops*. IEEE; 2021. p.181–188.
7. Kim K., Chalidabhongse T.H., Harwood D., Davis L. Real-time foreground-background segmentation using codebook model. *Real-Time Imaging*. 2005;11(3):172–185. DOI:10.1016/j.rti.2004.12.004
8. Kim Z.W. Real time object tracking based on dynamic feature grouping with background subtraction. *Proceedings of the Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, 23–28 June 2008, Anchorage, USA*. IEEE; 2008. DOI:10.1109/CVPR.2008.4587551
9. Schindler K., Wang H. Smooth Foreground-Background Segmentation for Video Processing. *Proceedings of the 7th Asian Conference on Computer Vision, ACCV 2006, 13–16 January 2006, Hyderabad, India. Lecture Notes in Computer Science*. Berlin, Heidelberg: Springer; 2006. vol.3852. p.581–590. DOI:10.1007/11612704_58
10. Diyazitdinov R.R., Vasin N.N. *Method for Measuring Movement Speed of Extended Objects*. Patent RF, no. 2747041, 23.04.2021. (in Russ.)

Сведения об авторах:

ДИЯЗИТДИНОВ
Ринат Радмирович

кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры сети и системы связи Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, rinat.diyazitdinov@gmail.com
 <https://orcid.org/0000-0001-6360-0351>

ВАСИН
Николай Николаевич

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры сети и системы связи Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, vasin@psati.ru
 <https://orcid.org/0000-0001-9749-4884>

Анализ характеристик алгоритмов прекодирования сигналов в MU-MIMO системе с использованием модели канала QuaDRiGa

А.А. Калачиков¹, Р.О. Безгодкин¹, И.А. Петров¹, А.А. Винников¹

¹Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики,
Новосибирск, 630102, Российская Федерация

*Адрес для переписки: 330rts@gmail.com

Информация о статье

Поступила в редакцию 10.11.2021

Поступила после рецензирования 12.02.2022

Принята к публикации 14.02.2022

Ссылка для цитирования: Калачиков А.А., Безгодкин Р.О., Петров И.А., Винников А.А. Анализ характеристик алгоритмов прекодирования сигналов в MU-MIMO системе с использованием модели канала QuaDRiGa // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 1. С. 41–47. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-41-47

Аннотация: В статье представлен анализ характеристик алгоритмов прекодирования сигналов в многоантенной системе со многими пользователями (MU-MIMO). Рассматриваются алгоритм прекодирования ZF и алгоритм с использованием векторов прекодирования на основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ) в практических условиях работы сети связи на основе модели канала QuaDRiGa, учитывающей реальные условия распространения сигналов. Полученные в модели реализации канала используются для вычисления величин отношения сигнал/шум и спектральной эффективности каждого пользователя с применением весовых векторов прекодирования, вычисленных по методу ZF и кодовых векторов ДПФ. Использование кодовых векторов ДПФ основано на квантовании измеренной импульсной характеристики канала и передаче информации о квантованном канале в виде нормы проекции вектора канала на выбранное кодовое слово и индекса этого слова по каналу обратной связи. Характеристики прекодирования в виде суммарной эргодической спектральной эффективности сравниваются на модели канала для двух способов прекодирования в каналах с пространственной корреляцией. Численное моделирование показывает, что более простая схема кодовых векторов ДПФ позволяет получить большую компенсацию интерференции в коррелированных каналах, чем схема ZF, и повысить спектральную эффективность.

Ключевые слова: 5G new radio, QuaDRiGa 3GPP модель канала, прекодирование ZF, прекодирование ДПФ, многоантенная система с многими пользователями (MU-MIMO).

1. Введение

Спектральная эффективность многоантенной системы связи со многими пользователями (MU-MIMO – аббр. от англ. Multiple-User Multiple-Input and Multiple-Output) является основным параметром в беспроводных технологиях любого поколения. В стандарте 5G NR значительное увеличение спектральной эффективности достигается применением технологии с большим количеством антенн на стороне базовой станции (БС) [1]. Прекодирование сигналов пользователей позволяет снизить взаимную интерференцию в MU-MIMO системе и повысить суммарную спектральную эффективность. Количество антенн на стороне БС превышает количество обслуживаемых пользователей данной ячейки сети (соты).

Основные результаты по изучению характеристик прекодирования в MU-MIMO системах получены на модели канала с релеевскими замираниями. На практике канал является пространственно-коррелированным, что оказывает большое влияние на характеристики прекодирования и суммарную спектральную эффективность. Для изучения характеристик прекодирования в условиях реальных каналов проводятся измерения распространения сигналов в каналах и строятся модели каналов, отражающих реальные условия распространения сигналов [2].

Для системного моделирования на уровне соты и решения задач оптимального распределения ресурсов системы необходимо определять характери-

стики прекодирования на модели канала, отображающего реальные условия распространения. Модель канала 3D QuaDRiGa (*акроним от англ. QUAsi Deterministic Radlo channel GenerAtor*), разработанная в институте Фраунгофера (ФРГ), позволяет выполнять моделирование системы в различных стандартных условиях построения ячеек сети [3].

В данной работе представлены результаты численного моделирования двух видов алгоритмов прекодирования в MU-MIMO системе при городском сценарии построения сети с малым размером ячейки (Urban micro) с использованием модели канала QuaDRiGa.

II. Описание алгоритмов моделирования

A. Модель системы связи

Система связи с многими пользователями состоит из БС, оборудованной N_T антеннами, и K пользователей с N_R антеннами, в основном $N_R = 1$.

При использовании прекодирования передаваемые антеннами БС символы являются суммой векторов символов пользователей, умноженных на матрицу прекодирования $\mathbf{W}_k \in \mathbb{C}^{N_T \times N_R}$. Импульсная характеристика канала пользователя k описывается вектором комплексных коэффициентов $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$. Вектор передаваемого сигнала $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ вычисляется в виде $\mathbf{x}_k = \sum_{k=1}^K \mathbf{w}_k s_k$, где s_k – передаваемый символ пользователя k ; $\mathbf{W}_k \in \mathbb{C}^{N_T \times 1}$ – вектор прекодирования пользователя k (вектор весов).

Принятый символ на временном интервале n и поднесущей s для пользователя k описывается как:

$$y_{k,n,s} = \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_{k,n,s} s_k + n_{k,n,s},$$

где $k = 1 \dots K$, $\mathbf{n}_{k,n,s}$ – аддитивный гауссовский шум с нулевым средним значением и дисперсией σ_n^2 .

Предполагается, что импульсная характеристика канала каждого пользователя точно известна. Матрица канала системы MU-MIMO составляется из векторов-столбцов коэффициентов передачи $\mathbf{h}_k$ для каждого пользователя и записывается в виде:

$$\mathbf{H}_{n,s} = [\mathbf{h}_{1,n,s}, \mathbf{h}_{2,n,s}, \dots, \mathbf{h}_{K,n,s}]^T,$$

и принятый вектор определяется по выражению:

$$\mathbf{y}_{n,s} = \mathbf{H}_{n,s}^T \mathbf{x}_{n,s} + \mathbf{n}_{n,s}.$$

При использовании прекодирования принятый сигнал пользователя k запишется в следующем виде $y_{k,n,s} = \mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k s_k + \sum_{j \neq k} \mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_j s_j + n_k$, слагаемые под знаком суммы представляют сигнал интерференции для текущего пользователя k от других пользователей [4].

Прекодирование на передающей стороне применяется для снижения интерференции между поль-

зователями и повышения суммарной спектральной эффективности MU-MIMO системы при определенных условиях распространения сигналов. Суммарная спектральная эффективность (SINR, *аббр. от англ. Signal to Interference + Noise Ratio*) вычисляется по всем пользователям и зависит от величины отношения сигнал/(интерференция + шум) каждого пользователя.

Величина SINR для пользователя k на каждой поднесущей вычисляется по выражению:

$$\text{SINR}_k = \frac{|\mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{j \neq k} \mathbf{h}_k^T \mathbf{w}_j + \frac{K \sigma^2}{P}}. \quad (1)$$

Суммарная спектральная эффективность по всем пользователям вычисляется как:

$$R_{BF} = \sum_k (\log_2 (1 + \text{SINR}_k)), \text{ бит/сек/Гц}. \quad (2)$$

Величина суммарной спектральной эффективности используется в качестве метрики для оценивания качества алгоритмов прекодирования.

B. Алгоритм прекодирования по алгоритму ZF

Алгоритм прекодирования ZF (*аббр. от англ. Zero Forcing* – обнуление сигналов интерференции) снижает интерференцию между пользователями и повышает величину SINR_k пользователей. При вычислении весовых векторов прекодирования используется псевдообращение матрицы канала. Вектор прекодирования $\mathbf{w}_k$ пользователя k ортогонален векторам канала всех остальных пользователей $\mathbf{h}_j^T \mathbf{w}_k = 0, j \neq k$. Матрица прекодирования $\mathbf{W}_{ZF}$ состоит из столбцов-векторов прекодера каждого пользователя и вычисляется как псевдообращение матрицы канала $\mathbf{H}_{n,s}$ как $\mathbf{W}_{ZF} = \mathbf{H}_{n,s} (\mathbf{H}_{n,s}^H \mathbf{H}_{n,s})^{-1}$, показатель степени H обозначает эрмитово сопряжение. В реальных системах связи матрица канала $\mathbf{H}_{n,s}$ оценивается по поднесущим с пилот сигналами и в данной работе предполагается полностью известной на стороне БС. Многочисленные измерения распространения сигналов в радиоканале MIMO показывают, что реальные каналы обладают значительной пространственной корреляцией [3]. В таких каналах элементы матрицы $\mathbf{H}_{n,s}$ взаимно коррелированы и определяют параметры системы связи MU-MIMO, отличающиеся от случая с некоррелированным каналом. В таких коррелированных каналах вычисление обратной матрицы канала может быть затруднительно, так как матрица канала становится слабо обусловленной. Это означает, что минимум одно собственное значение матрицы $\mathbf{H}_{n,s}^H \mathbf{H}_{n,s}$ является большой величиной, что приводит к увеличению уровня шума в одном из пространственных каналов. При этом характеристики прекодирования по алгоритму ZF могут снижать эффективность в данных условиях распространения [5].

С. Алгоритм прекодирования по методу кодовых книг ДПФ

В прекодировании по методу кодовых книг на основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ) вектор прекодирования выбирается из фиксированного набора заранее вычисленных кодовых слов, которые составляют кодовую книгу. Данный метод прекодирования менее сложен, чем прекодирование по алгоритму ZF и использует информацию о состоянии канала, полученную через канал обратной связи со стороны абонента. Абонент оценивает канал, вычисляет индекс вектора в кодовой книге и норму произведения вектора прекодирования и вектора канала [1, 6]. Эти величины передаются на БС для формирования сигнала с использованием прекодирования.

Кодовые книги векторов прекодирования ДПФ могут быть рассчитаны для произвольного количества антенн БС [7]. Кодовая книга ДПФ $\mathbf{C}_{BF}$ – это матрица, состоящая из N_{CB} кодовых векторов для N_T передающих антенн БС, описывается в виде $\mathbf{C}_{BF} = [\mathbf{w}_1 \dots \mathbf{w}_{N_{CB}}]$, где кодовый вектор $\mathbf{w}_i$ вычисляется в виде:

$$\mathbf{w}_i = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \begin{bmatrix} 1 e^{j\frac{2\pi}{N_{CB}}i} \dots e^{j\frac{2\pi}{N_{CB}}(N_T-1)i} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Абонент k после оценивания канала выбирает кодовый вектор $\mathbf{w}_k$ из кодовой книги $\mathbf{C}_{BF}$ по принципу максимума нормы $\mathbf{w}_k = \operatorname{argmax} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2$. Индекс выбранного вектора и величина нормы как показатель качества канала (CQI, аббр. от англ. Channel Quality Indicator) по каналу обратной связи передаются на БС для прекодирования передаваемого символа.

Д. Модель канала MIMO QuaDRiGa

Для определения характеристик алгоритмов прекодирования MU-MIMO в условиях, соответствующих сценариям реального построения сети 5G NR, используются модели каналов связи. Вероятностная модель канала связи QuaDRiGa является моделью с открытым исходным кодом, позволяющая выполнять моделирование сети связи на системном уровне, и соответствует требованиям стандарта 3GPP 38.901 на построение моделей каналов связи и основана на использовании результатов многочисленных компаний по измерению параметров радиоканала в различных условиях [8]. Пакет моделирования QuaDRiGa разработан как система моделирования для MATLAB или Octave. Пакет предназначен для генерации реалистичных импульсных характеристик радиоканала с целью моделирования сетей мобильной радиосвязи на системном уровне.

Параметры модели канала задаются в соответствии с заданным сценарием распространения сигналов. Параметры потерь распространения и

мелкомасштабных замираний канала статистически генерируются для каждой реализации канала. Основные параметры моделирования системы связи определяются перед генерированием реализаций канала. Размещение БС, конфигурация антенн, траектория движения пользователей и соответствующие сценарии распространения сигналов задаются в виде исходных параметров. Генерирование реализаций канала состоит из формирования крупномасштабных параметров (рассеяние задержек лучей и угловое рассеяние) и положения рассеивающих кластеров в пространстве [8]. Многолучевые каналы с замираниями формируются для каждого абонента в соответствии с распределением рассеивающих кластеров. Случайные значения задержек и углового рассеяния для многолучевых компонент формируются из заданных распределений. Коэффициенты канала соответствуют временным и пространственным параметрам результатов измерений каналов, заданных в виде параметров модели.

Количественной характеристикой, показывающей свойства канала для реализации алгоритмов пространственного мультиплексирования и прекодирования, является число обусловленности канала D . Данное число может быть вычислено как отношение максимального и минимального собственных чисел произведения $\mathbf{H}_{n,s} \mathbf{H}_{n,s}^H$. Малые значения числа обусловленности показывают возможность реализации пространственного мультиплексирования, возможность организации нескольких пространственных каналов в данных условиях распространения. В идеальном некоррелированном канале число обусловленности D равно 1. Большие значения числа обусловленности отражают условия распространения с небольшим количеством переотражателей в пространстве, с малым угловым рассеянием сигналов, что приводит к повышению пространственной корреляции между коэффициентами передачи канала.

III. Результаты моделирования

Характеристики схем прекодирования оцениваются по величине эргодической суммарной спектральной эффективности, используя имитационное моделирование. Параметры моделирования показаны в таблице 1. По полученным N_s реализациям частотных характеристик канала $\mathbf{H}_n(f, t)$ можно оценить удельную спектральную эффективность $\bar{C}(f, t)$ узкополосной системы связи MIMO на выбранной поднесущей f , при условии равномерного распределения мощности на передающей стороне по всем антеннам (4), где $\mathbf{I}_m$ – единичная матрица; ρ – среднее отношение сигнал/шум на каждой приемной антенне; $\mathbf{H}_n(f, t)$ – нормированная матрица комплексных коэффициентов передачи канала абонентов для частоты f ; $(\cdot)^H$ – операция комплексного сопряжения и транспонирования.

$$\bar{c}(f, t) = \frac{1}{N_s} \sum_{n=1}^{N_s} \left\{ \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_m + \frac{\rho}{N_T} \mathbf{H}_n(f, t) \mathbf{H}_n^H(f, t) \right) \right) \right\}. \quad (4)$$

ТАБЛИЦА 1. Параметры моделирования

TABLE 1. Simulation Parameters

Параметры моделирования	
Модель канала	QuaDRiGa version 2.2
Рассматриваемый сценарий	3GPP 38.901 UMiNLoS
Центральная частота	3,6 ГГц
Количество кластеров	12
Количество поднесущих	400
Полоса частот	12 МГц
Количество антенн БС	16
Количество кодовых слов ДПФ	64

Коэффициенты передачи канала могут быть коррелированными или некоррелированными в зависимости от расстояния между антенными элементами, условий распространения, наличия преотражателей в среде распространения. Пространственная корреляция снижает ранг матрицы канала ММО и влияет на пропускную способность канала.

В соответствии параметрами сценария Urban Micro (микросота в условиях городской застройки) пользователи равномерно распределены в области порядка 500 м от передатчика БС (рисунок 1).

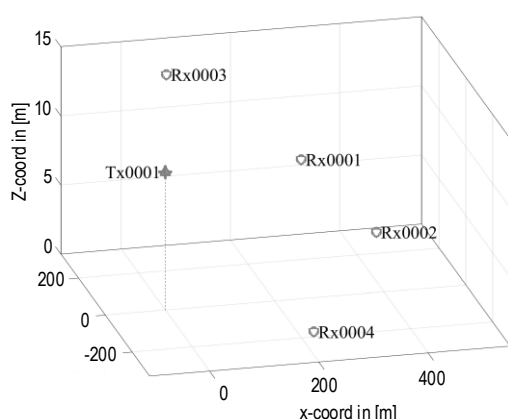


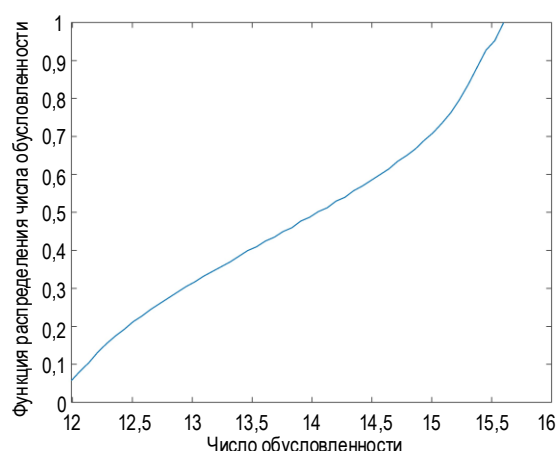
Рис. 1. Распределение БС и абонентов в пространстве при моделировании

Fig. 1. Spatial Distribution of BS and UEs

Генерируемые коэффициенты канала для данного пользователя и антенны БС состоят из многолучевых компонент. Частотная характеристика вычисляется в полосе 12 МГц по 400 поднесущим передаваемого OFDM-сигнала (аббр. от англ. Orthogonal Frequency Division Multiplexing – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением), ширина полосы поднесущей 30 кГц. Для каждой подне-

сущей производится вычисление весового вектора по алгоритму ZF или выбирается кодовое слово из кодовой книги $\mathbf{C}_{BF}$. Вектор канала для каждого пользователя и вектор прекодера нормализуются к единичной мощности. Мощность передатчика $P = 1$, дисперсия шума выбирается равной $1/\sigma^2 = 8$ дБ, что соответствует величине отношения сигнал/шум у приемника абонента.

Результаты моделирования показаны на рисунках 2–5. На рисунке 2 показано распределение числа обусловленности D (отношения максимального и минимального собственных чисел) матрицы $\mathbf{H}_{n,s} \mathbf{H}_{n,s}^H$ с максимальным значением, равным 16. На рисунке 3 показано распределение эргодической спектральной эффективности моделируемой системы при отсутствии прекодирования, прекодировании ZF и ДПФ в данных условиях распространения. При отсутствии прекодирования использовалось выражение (4), при прекодировании вычисления велись в соответствии с выражениями (1–3).

Рис. 2. Распределение числа обусловленности, максимум $D = 16$ Fig. 2. Distribution of Condition Numbers, max $D = 16$

При данных условиях распространения применение прекодера ZF позволяет получить большую спектральную эффективность по сравнению с прекодированием ДПФ и с отсутствием прекодирования. Для полученных реализаций канала средняя спектральная эффективность при отсутствии прекодирования примерно равна 5,6, прекодирование ДПФ – 7,0, прекодирование ZF – 8,8 (бит/сек)/Гц при 16 антенн на БС.

На рисунке 4 показано распределение числа обусловленности D матрицы $\mathbf{H}_{n,s} \mathbf{H}_{n,s}^H$ с максимальным значением, равным 250.

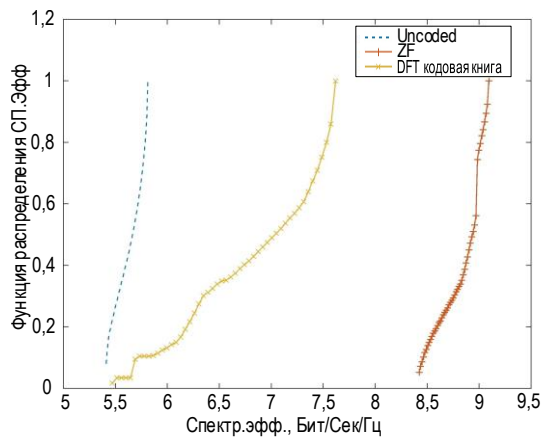


Рис. 3. Распределение эргодической спектральной эффективности, $D = 16$

Fig. 3. Distribution of Sum Rate for Uncoded System, ZF and DFT Precoding for $D = 16$

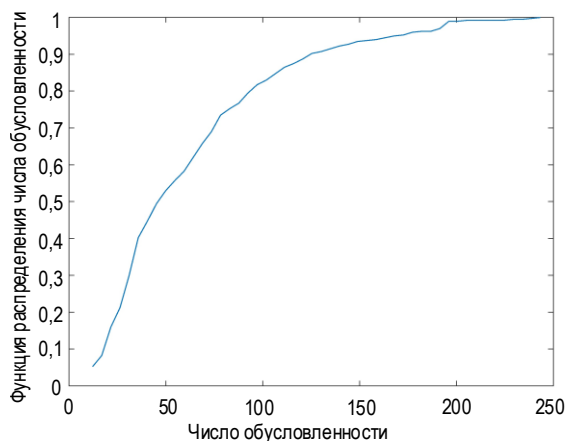


Рис. 4. Распределение числа обусловленности, максимум $D = 250$

Fig. 4. Distribution of Condition Numbers, max $D = 250$

На рисунке 5 показано распределение эргодической спектральной эффективности моделируемой системы при отсутствии прекодирования, с использованием прекодирования ZF и ДПФ в данных условиях распространения.

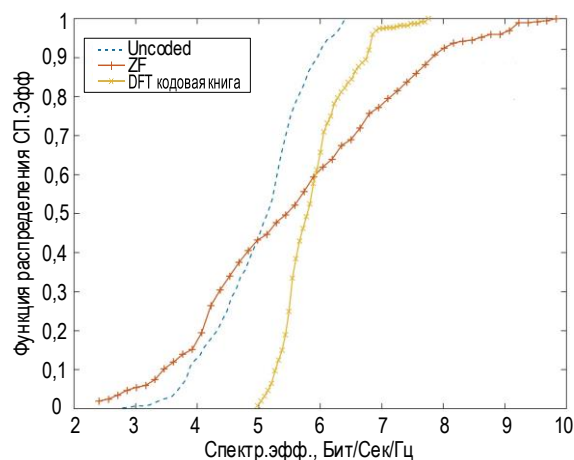


Рис. 5. Распределение эргодической спектральной эффективности, $D = 250$

Fig. 5. Distribution of Sum Rate for Uncoded System, ZF and DFT Precoding for $D = 250$

Для полученных реализаций канала средняя спектральная эффективность при отсутствии прекодирования примерно равна 5.0, спектральная эффективность с прекодированием ZF – 5.2 и с прекодированием кодовых книг ДПФ – 5.7 (бит/сек)/Гц при 16 антеннах на БС.

На рисунке 6 показано распределение числа обусловленности D матрицы $\mathbf{H}_{n,s} \mathbf{H}_{n,s}^H$ с максимальным значением, равным 600.

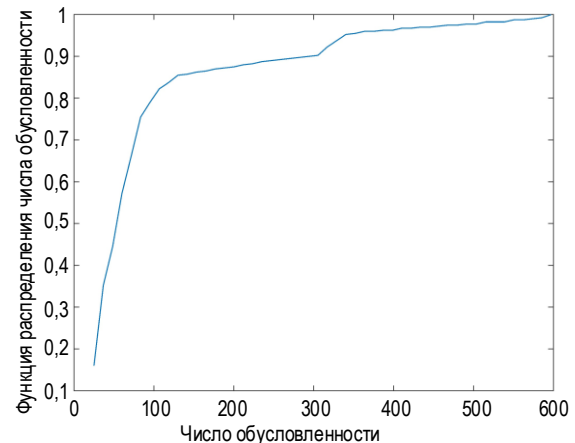


Рис. 6. Распределение числа обусловленности, максимум $D = 600$

Fig. 6. Distribution of Condition Numbers, max $D = 600$

На рисунке 7 показано распределение эргодической спектральной эффективности моделируемой системы при отсутствии прекодирования, при использовании алгоритмов прекодирования ZF и ДПФ в данных условиях распространения.

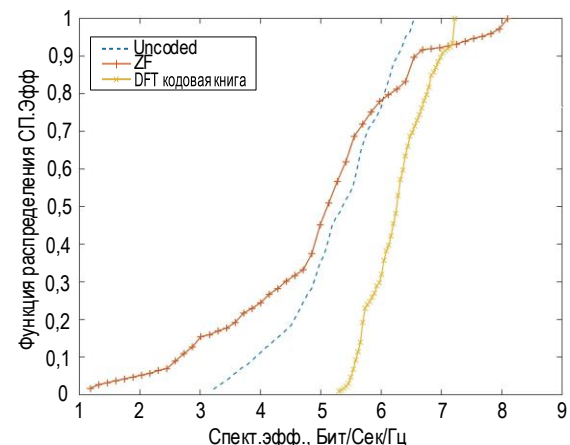


Рис. 7. Распределение эргодической спектральной эффективности, $D = 600$

Fig. 7. Distribution of Sum Rate for Uncoded System, ZF and DFT Precoding for $D = 600$

Для данных условий распространения с плохо обусловленным каналом и с наличием большой пространственной корреляции прекодер ZF показывает снижение спектральной эффективности даже по сравнению со случаем без применения прекодирования. Для полученных реализаций канала средняя спектральная эффективность с прекодированием ZF

составляет 5.0, при отсутствии прекодирования примерно равна 5.3, с использованием прекодирования ДПФ – 6.0 (бит/сек)/Гц при 16 антенн на БС.

В каналах с плохой обусловленностью прекодер ДПФ показывает большую устойчивость по сравнению с прекодером ZF и может быть выбран для использования алгоритмом планирования, что подтверждается и другими работами [9, 10].

IV. Заключение

Модель канала связи QuaDRiGa позволила эффективно провести моделирование системы связи с многими пользователями и численно изучить характеристики алгоритмов прекодирования; использовалась возможность выбрать параметры антенн БС и условия распространения в соответствии со

стандартом 3GPP 38.901. Полученные реализации канала MU-MIMO отражают реальные условия распространения сигналов и наличие пространственной корреляции. Численное моделирование проведено при условии наличия полной информации о канале связи на стороне БС и подтверждает, что наличие пространственной корреляции, выраженное числом обусловленности матрицы канала, снижает спектральную эффективность системы связи. При большой пространственной корреляции прекодер ZF показывает снижение спектральной эффективности даже по сравнению со случаем без применения прекодирования. Прекодирование по методу кодовых книг ДПФ обладает более устойчивыми характеристиками при повышении уровня коррелированности канала.

Список используемых источников

1. ETSI TS 138 211 V.15.8.0 (2020-01). 5G. NR. Physical channels and modulation. 3GPP TS 38.211 version 15.8.0 Release 15. Technical Specification.
2. Bengtsson E.L., Rusek F., Malkowsky S., Tufvesson F., Karlsson P.C., Edfors O. A Simulation Framework for Multiple-Antenna Terminals in 5G Massive MIMO Systems // IEEE Access. 2017. Vol. 5. PP. 26819–26831. DOI:10.1109/ACCESS.2017.2775210
3. Jaeckel S., Raschkowski L., Boerner K., Thiele L. QuaDRiGa: A 3-D Multicell Channel Model with Time Evolution for Enabling Virtual Field Trials // IEEE Transactions on Antennas Propagation. 2014. Vol. 62. Iss. 6. PP. 3242–3256. DOI:10.1109/TAP.2014.2310220
4. Kaltenberger F., Gaspert D., Knopp R., Kountouris M. Performance of Multi-User MIMO Precoding with Limited Feedback over Measured Channels // Proceedings of the Global Telecommunications Conference (IEEE GLOBECOM 2008, New Orleans, USA, 30 November–4 December 2008). IEEE, 2008. DOI:10.1109/GLOCOM.2008.ECP.738
5. Bjornson E., Hoydis J., Sanguinetti L. Massive MIMO Networks: Spectral, Energy, and Hardware Efficiency // Foundations and Trends in Signal Processing. 2017. Vol. 11. Iss. 3-4. PP. 154–655. DOI:10.1561/20000000093
6. Cho Y.S., Kim J., Yang W.Y., Kang C.G. MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB. John Wiley and Sons, 2010. 544 p.
7. Clerckx B., Kim G., Sung J. Correlated Fading in Broadcast MIMO Channels: Curse or Blessing? // Proceedings of the Global Telecommunications Conference (IEEE GLOBECOM 2008, New Orleans, USA, 30 November–4 December 2008). IEEE, 2008. DOI:10.1109/GLOCOM.2008.ECP.735
8. Jaeckel S., Raschkowski L., Boerner K., Thiele L., Burkhardt F., Eberlein E. QuaDRiGa: Quasi Deterministic Radio Channel Generator. User Manual and Documentation. Document Revision: v2.2.0. Fraunhofer Heinrich Hertz Institute, 2019.
9. Rebato M., Rose L., Zorzi M. Performance Assessment of MIMO Precoding on Realistic mmWave Channels // Proceedings of the International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops, Shanghai, China, 20–24 May 2019). IEEE, 2019. DOI:10.1109/ICCW.2019.8756788
10. Ying D., Vook F.W., Thomas T.A., Love D.J., Ghosh A. Kronecker product correlation model and limited feedback codebook design in a 3D channel model // Proceedings of the International Conference on Communications (ICC, Sydney, Australia, 10–14 June 2014). IEEE, 2014. DOI:10.1109/ICC.2014.6884258

* * *

Performance Evaluation of the MU-MIMO Precoding Using the QuaDRiGa Channel Model

A. Kalachikov¹, R. Bezgodkin¹, I. Petrov¹, A. Vinnikov¹

¹Siberian State University of Telecommunications and Information Science, Novosibirsk, 630102, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-41-47

Received 10th November 2021

Revised 12th February 2022

Accepted 14th February 2022

For citation: Kalachikov A., Bezgodkin R., Petrov I., Vinnikov A. Performance Evaluation of the MU-MIMO Precoding Using the QuaDRiGa Channel Model. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(1):41–47. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-41-47

Abstract: The article presents the analysis of characteristics of algorithms of signal precoding in a multi-antenna system with many users (MU-MIMO). This paper presents the numerical evaluation of the multiuser MIMO beamforming algorithms ZF and DFT codebook based on a QUADRIGA channel model, taking into account the real conditions of signal propagation. The generated channels are used to calculate SINR and the spectral efficiency values of each user using the conventional ZF and DFT beamforming codebook. The eigenvalues of the MIMO channel are important in evaluating the MU-MIMO transmission performance characteristics, such as the spectral efficiency of a precoded system. The obtained performance of MU-MIMO ZF and DFT codebook-based beamforming in spatially correlated channels are compared based on the empirical cumulative density function of the sum rate of multiple users. Spatial correlation degrades capacity performance, and in the channels, the DFT precoder has a more robust performance and outperforms the ZF precoder in spectral efficiency. Obtained results can be used by the algorithm evaluation in the system-level simulations.

Keywords: 5G new radio, QUADRIGA 3GPP channel model, ZF precoding, DFT codebook precoding, multiuser (MU) MIMO.

References

1. ETSI TS 138 211 V.15.8.0 (2020-01). 5G. NR. *Physical channels and modulation*. 3GPP TS 38.211 version 15.8.0 Release 15. Technical Specification
2. Bengtsson E.L., Rusek F., Malkowsky S., Tufvesson F., Karlsson P.C., Edfors O. A Simulation Framework for Multiple-Antenna Terminals in 5G Massive MIMO Systems. *IEEE Access*. 2017;5:26819–26831. DOI:10.1109/ACCESS.2017.2775210
3. Jaeckel S., Raschkowski L., Boerner K., Thiele L. QuaDRiGa: A 3-D Multicell Channel Model with Time Evolution for Enabling Virtual Field Trials. *IEEE Transactions on Antennas Propagation*. 2014;62(6):3242–3256. DOI:10.1109/TAP.2014.2310220
4. Kaltenberger F., Gespert D., Knopp R., Kountouris M. Performance of Multi-User MIMO Precoding with Limited Feedback over Measured Channels. *Proceedings of the Global Telecommunications Conference, IEEE GLOBECOM 2008, 30 November–4 December 2008, New Orleans, USA*. IEEE; 2008. DOI:10.1109/GLOCOM.2008.ECP.738
5. Bjornson E., Hoydis J., Sanguinetti L. Massive MIMO Networks: Spectral, Energy, and Hardware Efficiency. *Foundations and Trends in Signal Processing*. 2017;11(3-4):154–655. DOI:10.1561/20000000093
6. Cho Y.S., Kim J., Yang W.Y., Kang C.G. *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*. John Wiley and Sons; 2010. 544 p.
7. Clerckx B., Kim G., Sung J. Correlated Fading in Broadcast MIMO Channels: Curse or Blessing? *Proceedings of the Global Telecommunications Conference, IEEE GLOBECOM 2008, 30 November–4 December 2008, New Orleans, USA*. IEEE; 2008. DOI:10.1109/GLOCOM.2008.ECP.735
8. Jaeckel S., Raschkowski L., Boerner K., Thiele L., Burkhardt F., Eberlein E. *QuaDRiGa: Quasi Deterministic Radio Channel Generator. User Manual and Documentation*. Document Revision: v2.2.0. Fraunhofer Heinrich Hertz Institute; 2019.
9. Rebato M., Rose L., Zorzi M. Performance Assessment of MIMO Precoding on Realistic mmWave Channels. *Proceedings of the International Conference on Communications Workshops, ICC Workshops, 20–24 May 2019, Shanghai, China*. IEEE; 2019. DOI:10.1109/ICCW.2019.8756788
10. Ying D., Vook F.W., Thomas T.A., Love D.J., Ghosh A. Kronecker product correlation model and limited feedback codebook design in a 3D channel model. *Proceedings of the International Conference on Communications, ICC, 10–14 June 2014, Sydney, Australia*. IEEE; 2014. DOI:10.1109/ICC.2014.6884258

Сведения об авторах:

КАЛАЧИКОВ
Александр Александрович

кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехнических систем
Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики, 330rts@gmail.com
 <https://orcid.org/0000-0003-1235-6314>

БЕЗГОДКИН
Роман Олегович

лаборант НИЛ-12 Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики, bezgodkinroman@mail.ru
 <https://orcid.org/0000-0002-2813-7370>

ПЕТРОВ
Иван Андреевич

лаборант НИЛ-12 Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики, levaplova@yandex.ru
 <https://orcid.org/0000-0002-3129-4721>

ВИННИКОВ
Андрей Анатольевич

лаборант НИЛ-12 Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики, andrey.vinnikov@internet.ru
 <https://orcid.org/0000-0003-2359-0958>

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

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

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

Исследование методов оценки и парирования угрозы авиационного происшествия воздушного судна вертолетного типа

А.А. Кулик¹

¹Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана,
Москва, 105005, Российская Федерация

*Адрес для переписки: kulikalekse@yandex.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 18.02.2022

Поступила после рецензирования 20.03.2022

Принята к публикации 21.03.2022

Ссылка для цитирования: Кулик А.А. Исследование методов оценки и парирования угрозы авиационного происшествия воздушного судна вертолетного типа // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 1. С. 49–56. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-49-56

Аннотация: Приводятся результаты численного моделирования условий полета воздушного судна вертолетного типа при изменении переменных, влияющих на безопасность полета. Проведен сравнительный анализ оценки угрозы авиационного происшествия с учетом различной степени влияния психофизического состояния экипажа. Особое внимание в статье уделяется моделированию функционирования системы поддержки принятия решений по парированию угрозы авиационного происшествия, которое выполняется на основе данных об условиях полета воздушного судна и информации базы знаний системы управления безопасностью полета. Полученные результаты в процессе выполнения работы позволяют оценить эффективность и работоспособность методов оценки и парирования угрозы авиационного происшествия. Предложенные методы могут быть реализованы программно-аппаратными средствами бортовыми системами обеспечения безопасности полета воздушного судна.

Ключевые слова: безопасность полета, экспертная система, оценка условий полета, поддержка принятия решений.

Введение

В процессе управления воздушным судном могут появляться различного рода коллизии, угрожающие безопасности полета воздушного судна и выполнению полетного задания. Как правило, оценка безопасности полета и парирование угрозы авиационного происшествия выполняется экипажем воздушного судна. Однако действий пилота не всегда достаточно для обеспечения безопасности полета. Поэтому на борту воздушного судна применяются современные системы по оценке и парированию угрозы авиационного происшествия. Например, используется система обеспечения безопасности полета [1], предназначенная для повышения защищенности полетов воздушных судов от терроризма и человеческой ошибки, а также для контроля отклонения параметров полета воздушного судна за допустимые значения. Система безопасности воздушного судна состоит из противоаварийной подсистемы, подсистемы автоматического управления и пилотирования, системы устройств

мониторинга, компьютера авиационного оборудования органов безопасности, вторичной системы управления воздушным судном. Особенностью этой системы является отстранение от управления воздушным судном пилота при захвате судна террористами или пилотом-самоубийцей. Взаимодействие служб безопасности воздушного движения и органов власти с воздушным судном осуществляется через вторичную систему управления судном и компьютером авиационного оборудования органов безопасности.

Однако рассмотренная выше система имеет следующий существенный недостаток: отсутствует прогнозирование и оценка угрозы авиационного происшествия, которая заключается в определении условий полета воздушного судна под воздействием внешних и внутренних воздействующих факторов.

Также известна система и способ обеспечения безопасности полета и/или управления полетами летательных аппаратов [2], предназначенная для

обеспечения безопасности воздушного движения летательных аппаратов с использованием системы спутниковой навигации и вещательных сигналов с зоной покрытия по всему миру. Сигналы принимают спутниковые приемные станции, которые далее передают информацию в центр безопасности полетов или другим организациям. Благодаря применению спутниковой трансляции данных с летательного аппарата на Землю обеспечивается постоянный контроль значений параметров его движения в центре безопасности полетов в различных географических широтах Земли. Используемый подход позволяет выполнять постоянный контроль за движением летательных аппаратов в воздушном пространстве и обеспечивать их безопасность полетов.

Недостатком системы является отсутствие непосредственного контроля полета летательного аппарата для противодействия угрозы авиационного происшествия, а также устройства сбора и анализа переменных, влияющих на безопасность полета аппарата.

Среди методов оценки угрозы авиационного происшествия можно выделить метод обеспечения «встроенной» безопасности полета летательного аппарата в сложных (многофакторных) условиях на основе ситуационного моделирования [3–4]. В работе предлагается подход к оценке и прогнозированию изменения безопасности полета летательного аппарата под воздействием различных факторов, влияющих на условия полета аппарата. Метод заключается в рассмотрении сценариев полета, представленных в виде событий, связанных процессом, характеризующим поведение оператора, воздушного судна (ВС) и эксплуатационной среды. Также автором введена «палитра безопасности», которая определяет диапазоны нахождения контролируемых переменных на шкале от нормального до катастрофического значений. При этом каждая контролируемая переменная описывается нечеткими ограничениями. Одновременно с этим введена интегральная оценка безопасности полета, представляющая интегральный спектр безопасности, которая определяет безопасность полета под воздействием нескольких контролируемых переменных и при превышении заданного значения хотя бы одной переменной ее значение присваивается интегральной оценке. Автором предложена макроструктурная модель, которая представляет результаты воздействия на ВС различных комбинаций эксплуатационных факторов. Модель имеет вид дерева, объединяющего родственные ситуации, полученные как вариация базового сценария под влиянием заданного комплекса эксплуатационных факторов. Каждое ситуационное дерево разбивается на 6 уровней безопасности. Комплексный подход к оценке безопасности полета позволяет выявить возможные факторы, влияющие на безопасность

полета ВС. Также в работе представлены условия восстановления безопасного режима полета до момента времени, когда ситуация развивается необратимо. В качестве сценария выбирается сценарий наиболее безопасной ветви из дерева ситуационной модели. Сценарий может выполняться автоматически или под воздействием оператора. На основе ситуационного моделирования формируется база знаний для применения в составе бортовых интеллектуальных систем, расследования причин авиационных происшествий и т. д.

Однако представленный метод имеет следующие недостатки: интегральная оценка безопасности полета не содержит классификации переменных безопасности полета с разделением на группы воздействующих факторов, не используется оценка психофизического состояния экипажа, при восстановлении безопасности полета отсутствует идентификация угрозы авиационного происшествия.

Таким образом, совершенствование методов по оценке и парированию угрозы авиационного происшествия является актуальной научно-технической проблемой. Решение этой проблемы достигается комплексным подходом по оценке угрозы авиационного происшествия с учетом влияния психофизического состояния экипажа, технического состояния объекта управления и погодных условий полета. При этом оценка условий полета воздушного судна проводится бортовыми средствами обеспечения безопасности полета в масштабе реального времени. Одновременно с этим в составе бортового оборудования реализуются методы по парированию угрозы авиационного происшествия с использованием средств искусственного интеллекта. В качестве систем оценки и парирования угрозы авиационного происшествия под влиянием совокупности переменных безопасности полета может являться система управления безопасностью полета [5]. Основными элементами этой системы являются устройства предварительной обработки данных, поддержки принятия решений и передачи данных. При этом предварительная обработка данных заключается в получении системой информационно-измерительных данных от комплекса бортового оборудования воздушного судна и в формировании электрических сигналов оценки условий полета, характеризующих превышение заданных значений факторов, воздействующих на объект управления. Затем на базе информации об изменении условий полета воздушного судна устройство поддержки принятия решений формирует вывод, характеризующий степень опасности полетного события и методы его устранения. Проверка эффективности и работоспособности системы выполняется в процессе ее испытания на стенде полунатурного моделирования в условиях исправной работы и при отказах ее взаимодействующего оборудования.

Постановка задачи

Цель настоящей работы заключается в оценке эффективности методов идентификации и парирования угрозы авиационного происшествия при полете воздушного судна вертолетного типа.

Для достижения поставленной задачи необходимо осуществить оценку условий полета воздушного судна, сформировать управленческое решение по парированию угрозы авиационного происшествия и выполнить моделирование парирования угрозы авиационного происшествия.

Описание условий полета воздушного судна

В зависимости от значений переменных безопасности полета воздушного судна (психофизическое состояние экипажа, техническое состояние объекта управления, погодные условия) происходит изменение условий его полета, которые могут варьироваться от безаварийных до катастрофических [6–7]. При этом значительное влияние на условия полета и его безопасность оказывает этап полета и тип воздушного судна. Известно, что наиболее опасными этапами полета являются взлет и посадка судна, что обусловлено меньшим располагаемым временем пилота на парирование отказа авиационной техники по сравнению с располагаемым временем при полете по маршруту. Поэтому заход на посадку требует от пилота повышенной концентрации внимания и точности пилотирования воздушного судна. В качестве примера на рисунке 1 приведена схема захода вертолета на посадку [8].

Предположим, что при заходе на посадку вертолета в автоматическом режиме произошел отказ системы автоматического управления (САУ), который выявлен встроенным контролем системы управления и передан в комплекс бортового оборудования и систему управления безопасностью полета ВС в виде разовой команды. Одновременно с отказом САУ снизились психофизические показатели экипажа: повысилась рассеянность и снизилось внимание. Информация со средств регистрации поступила в систему управления безопасностью полета ВС.

В соответствии с методом оценки условий полета воздушного судна [9] осуществляется оценка значений ранее формализованных входных переменных, влияющих на безопасность полета, которые для рассматриваемой ситуации принимают значения, представленные в таблице 1. Также для оценки условий полета воздушного судна используется матрица прецедентов, на основании которой формируется база знаний и набор правил определения угрозы авиационного происшествия (представлена в виде таблицы 2). Из таблицы видно, что рассматриваемая ситуация определяется правилом 10, которое характеризует аварийные условия полета. При этом, учитывая отказ САУ воздушным судном, парирование угрозы авиационного происшествия может быть осуществлено только действиями экипажа по рекомендациям системы поддержки принятия решений.

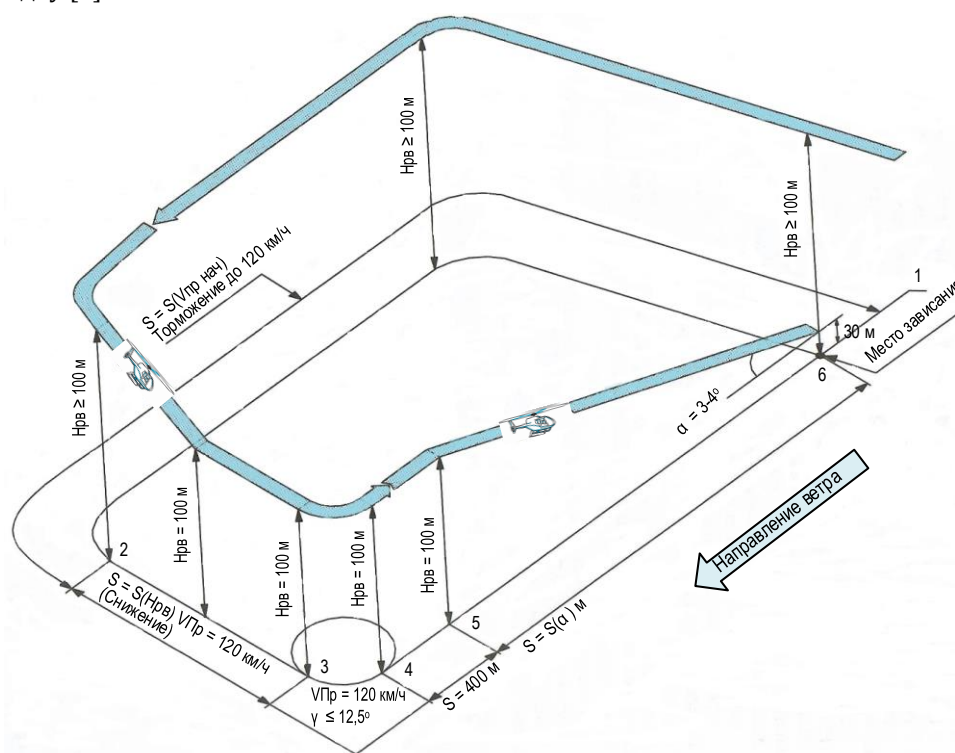


Рис. 1. Схема захода вертолета на посадку

Fig. 1. Helicopter Landing Pattern

ТАБЛИЦА 1. Значения переменных безопасности полета

TABLE 1. Flight Safety Variable Values

№ п/п	Группа	Переменная	Значения переменной	
			количественные	лингвистические
1	Психофизическое состояние пилота	Усталость	$f_2 \in (-0,5; 0,5)$	средняя
		Внимание	$k_3 \in (0; -0,5)$	низкое
		Уровень подготовки	$f_1 \in [1; 0,5]$	высокий
		Стресс	$k_3 \in (0; 0,5)$	средний
2	Состояние воздушного судна	Отказ системы (CAU)	$f_3 \in (0,5; 1]$	полный
		Деформация силовых элементов конструкции	$k_1 \in [1; 0,5]$	отсутствует
		Управляемость и устойчивость ВС	$f_1 \in (0,5; 1]$	высокий
		Ошибка в ПО СУ ВС	$k_2 \in (0,5; 0)$	незначительная
3	Погодные условия	Встречный ветер	$f_1 \in (0,5; 1]$	слабый
		Боковой ветер	$f_1 \in [-1; -0,5]$	слабый
		Видимость	$k_1 \in (0,5; 1]$	хорошая

ТАБЛИЦА 2. Матрица прецедентов для оценки угрозы авиационного происшествия

TABLE 2. Case Matrix for Accident Threat Assessment

Номер правила	Психофизическое состояние экипажа				Состояние летательного аппарата				Внешние воздействующие факторы				Прецедент (условия полета)
	Усталость	Внимание	Уровень подготовки	Стресс	Отказ ФЭ	Деформация силовых элементов	Упр. и уст. ВС	Ошибка ПО	Встречный ветер	Видимость	Боковой ветер	Видимость	
1	f_1	k_1	f_1	k_1	f_1	k_1	f_1	k_1	f_1	k_1	f_1	k_1	Безаварийные
2	f_3	k_3	f_1	k_1	f_1	k_1	f_2	k_1	f_1	k_2	f_1	k_2	Сложные условия полета (парирование ситуации – автоматика)
3	f_1	k_1	f_2	k_1	f_3	k_1	f_1	k_4	f_2	k_1	f_2	k_1	Аварийная ситуация (парирование – отключение CAU ВС)
4	f_3	k_3	f_2	k_4	f_1	k_1	f_1	k_1	f_1	k_1	f_1	k_1	Сложные условия полета (парирование ситуации – автоматика)
5	f_1	k_1	f_1	k_1	f_1	k_4	f_2	k_1	f_3	k_1	f_3	k_1	Аварийная ситуация (парирование ситуации – посадка на ближайшую пригодную поверхность)
6	f_3	k_4	f_1	k_1	f_2	k_2	f_1	k_3	f_1	k_1	f_1	k_1	Аварийная ситуация (парирование ситуации – средства автоматики с реконфигурацией СУ)
7	f_2	k_2	f_2	k_1	f_1	k_1	f_3	k_1	f_2	k_1	f_2	k_1	Сложные условия полета (парирование ситуации – автоматика)
8	f_2	k_2	f_2	k_1	f_1	k_1	f_1	k_1	f_3	k_2	f_3	k_2	Аварийная (парирование ситуации – автоматика)
9	f_1	k_3	f_1	k_1	f_3	k_1	f_1	k_2	f_1	k_1	f_1	k_1	Сложные условия полета (парирование ситуации – действия экипажа)
10	f_2	k_3	f_1	k_3	f_3	k_1	f_1	k_2	f_1	k_1	f_1	k_1	Аварийная (парирование ситуации – действия экипажа)
11	f_1	k_1	f_2	k_3	f_3	k_4	f_2	k_4	f_2	k_1	f_2	k_1	Катастрофическая (невозможно парировать)
12	f_3	k_4	f_3	k_4	f_3	k_4	f_3	k_4	f_3	k_2	f_3	k_2	Катастрофическая (невозможно парировать)

Проверка эффективности метода оценки угрозы авиационного происшествия может быть выполнена сравнением численного моделирования условий полета воздушного судна с учетом и без учета влияния психофизического состояния экипажа на безопасность полета. Тогда предположим, что при заходе вертолета на посадку произошел

отказ САУ с сохранением высоких показателей психофизического состояния экипажа и погодных условий полета. Такая ситуация характеризуется правилом 9 и определяет сложные условия полета, в которых выполняется посадка вертолета. Используя информацию (см. таблицу 2), по значениям безопасности полета ВС выполнено численное

моделирование для определения угрозы авиационного происшествия. Результаты математического моделирования с использованием пакета программы Fuzzy Logic MATLAB представлены на рисунках 2–3. Из рисунка 2 видно, что оценка условий полета ВС принимает значение «-0,33», что соответствует аварийным условиям полета. Из рисунка 3 – «+0,33», что соответствует сложным условиям полета.

Таким образом, введение совместно с показателями технического состояния ВС и внешних воздействующих факторов, влияющих на безопасность полета ВС, группы переменных, характеризующих психофизическое состояние экипажа, позволяет повысить достоверность оценки угрозы авиационного происшествия и, как следствие, выработать более эффективные управленческие решения по ее парированию.

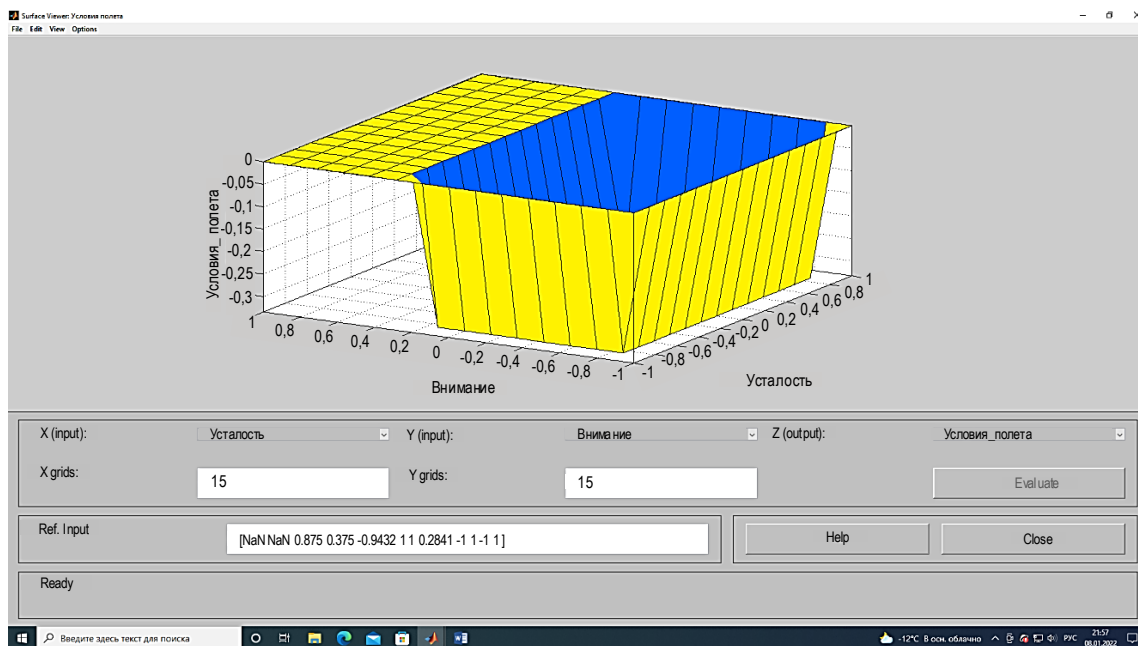


Рис. 2. Условия полета ВС при отказе бортового оборудования с учетом ухудшения показателей психофизического состояния экипажа

Fig. 2. Aircraft Flight Conditions in Case of Failure of On-Board Equipment, Taking into Account the Deterioration of the Parameters of the Psychophysical Condition of the Crew

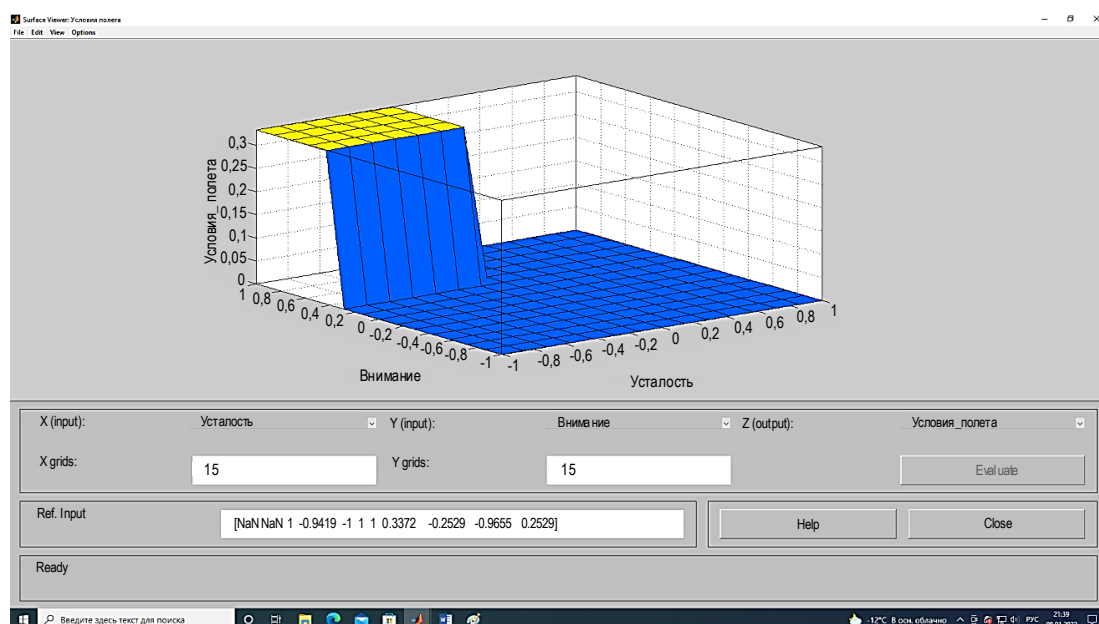


Рис. 3. Условия полета ВС при отказе бортового оборудования без учета влияния психофизического состояния экипажа

Fig. 3. Aircraft Flight Conditions in Case of Failure of On-Board Equipment without Taking into Account the Influence of the Psychophysical State of the Crew

Парирование угрозы авиационного происшествия

Парирование угрозы авиационного происшествия при отказе САУ может быть осуществлено только действиями экипажа с учетом рекомендаций системы поддержки принятия решений. Формирование рекомендаций экипажу по парированию угрозы авиационного происшествия осуществляется на основании данных об условиях полета, переменных безопасности полета и базы знаний парирования угрозы происшествия [10–12].

Формирование базы знаний поддержки принятия решений осуществляется на основании набора правил, для аварийной ситуации который имеет

следующий вид [13], где X_{1j} – группа переменных, характеризующая психофизическое состояние экипажа; X_{2j} – группа переменных, характеризующая техническое состояние объекта управления; X_{3j} – группа переменных, характеризующих погодные условия полета; g_3 – сигнализация экипажу об отказах на борту объекта управления, угрозе авиационного происшествия с последующим парированием пилотом по рекомендации речевого транслятора; g_4 – сигнализация экипажу об отказах на борту объекта управления, угрозе с последующим парированием реконфигурацией системы управления объекта и посадкой на ближайшую пригодную площадку:

$$\begin{aligned} \text{ПРАВИЛО <1>: ЕСЛИ } X_{1j} = \{f_1, k_3\} \text{ И } X_{2j} = \{f_3, k_4\} \text{ И } X_{3j} = \{f_2, k_1\} \text{ ТО } Y = \{g_3\}, \\ \text{ПРАВИЛО <2>: ЕСЛИ } X_{1j} = \{f_1, k_1\} \text{ И } X_{2j} = \{f_2, k_4\} \text{ И } X_{3j} = \{f_3, k_1\} \text{ ТО } Y = \{g_3\}, \\ \text{ПРАВИЛО <3>: ЕСЛИ } X_{1j} = \{f_3, k_4\} \text{ И } X_{2j} = \{f_2, k_3\} \text{ И } X_{3j} = \{f_1, k_1\} \text{ ТО } Y = \{g_4\}, \\ \text{ПРАВИЛО <4>: ЕСЛИ } X_{1j} = \{f_2, k_2\} \text{ И } X_{2j} = \{f_1, k_1\} \text{ И } X_{3j} = \{f_3, k_2\} \text{ ТО } Y = \{g_4\}, \end{aligned} \quad (1)$$

Для аварийных условий полета, сопровождающихся отказом САУ ВС и снижением психофизических показателей экипажа, должны быть выполнены следующие рекомендации по парированию авиационного происшествия:

- 1) отключение САУ от исполнительных механизмов вертолета;
- 2) выдача рекомендаций экипажу по парированию угрозы авиационного происшествия.

В первом случае производится отключение САУ от сопрягаемого оборудования, что достигается отключением системы от источников питания.

Во втором случае система поддержки принятия решений выдает с помощью средств речевого оповещения следующую информацию: «Отказ САУ. Аварийные условия полета. Продолжать полет согласно полетному заданию. Высота полета более 100 м. Полет прямо. Приборная скорость 120 км/ч. Высота более 100 м. Курсовой поворот на 90 град.

Полет прямо. Приборная скорость 120 км/ч. Высота более 100 м. Курсовой поворот на 90 град. Снижение. Высота 100 м. Приборная скорость 120 км/ч. Полет прямо. Приборная скорость 120 км/ч. Высота 100 м. Курсовой поворот на 90 град. с выдерживанием крена менее 12,5 град. Высота 100 м. Приборная скорость 120 км/ч. Полет прямо. Дальность 400 м. Высота 100 м. Приборная скорость 120 км/ч. Снижение до 30 м. Угол по тангажу 3 град. Зависание». Результаты вывода рекомендаций по парированию угрозы авиационного происшествия представлены на рисунке 4, где H – высота (м); V – скорость (км/ч). Из рисунка видно, что система поддержки принятия решений выдает рекомендации экипажу по управлению ВС в аварийных условиях полета, вызванных отказом САУ и снижением психофизического состояния экипажа, что свидетельствует о работоспособности алгоритма метода парирования угрозы авиационного происшествия.

```

Uslovia poleta
1. Uslovia poleta bezavarinie
2. Uslovia poleta sloznie
3. Uslovia poleta avarinie
4. Uslovia poleta katastroficheskie
5. Vihod iz program.

=>3
x11=f2-ustalost srednia1. Yes
1x12=k3-vnimanie nizkoe1. Yes
1x13=f1-uroven kompetencii vysokiy1. Yes
1x14=k3-stressa sredniy1. Yes
1x21=f3-otkaz polniy1. Yes
1x22=k1-deformacii net1. Yes
1x23=f1-upravliaemost vysokay1. Yes
1x24=k2-neznachitelnyy oshibka P.O.1. Yes
1x31=f1-vstrechniy veter slabiy1. Yes
1x32=k1-vidimost horoshay1. Yes
1x33=f1-bokovoy veter slabiy1. Yes
10tkaz SAU. Avarinie uslovia poleta. Prodolgity polet. Vidacha tekushich i zadanih H, V, ugol povorota

```

Рис. 4. Выдача рекомендаций по парированию угрозы авиационного происшествия

Fig. 4. Issuing Recommendations for Parrying the Threat of an Aviation Accident

Закключение

В процессе выполнения работы рассмотрено изменение условия полета ВС вертолетного типа при заходе на посадку при отказе САУ и снижении психофизического состояния экипажа, что позволило идентифицировать аварийные условия полета. Показано, что использование переменных, характеризующие психофизическое состояние экипажа для оценки условий полета воздушного судна и угрозы авиационного происшествия, позволяет расширить полноту и достоверность иден-

тификации угрозы авиационного происшествия. Также сформированы рекомендации по парированию угрозы авиационного происшествия для рассматриваемой ситуации с последующим моделированием, которое подтвердило их работоспособность. Полученные в процессе выполнения работы результаты могут быть использованы в процессе создания систем обеспечения безопасности полета ВС вертолетного типа на различных этапах его полета.

Список используемых источников

1. Boudrieau G.J. Safety aircraft flight system. Patent USA, no. 7,183,946 B2, 27.02.2007.
2. Хельмут Б., Хольгер Н. Система и способ обеспечения безопасности полетов и/или управления полетами летательных аппаратов. Патент на изобретение РФ № 2471245 C2. Оpubл. 27.12.2012.
3. Бурдун И.Е. Метод и технология обеспечения «встроенной» безопасности полета летательного аппарата в сложных (многофакторных) условиях на основе ситуационного моделирования // VIII Международная конференция «Идентификация систем и задачи управления» (SICPRO '09, Москва, Россия, 26–30 января 2009). М.: Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН, 2009. С. 1203–1248.
4. Burdun I. Safety windows: knowledge maps for accident prediction and prevention in multifactor flight situation // Proceedings of the 27th International Congress of the Aeronautical Science (Nice, France, 19–24 September 2010). 2010. DOI:10.13140/2.1.1980.6085
5. Большаков А.А., Кулик А.А., Скрипаль Е.Н., Сергушов И.В. Разработка системы управления безопасностью полета вертолета // Мехатроника, автоматизация, управление. 2016. Т. 17. № 10. С. 708–715. DOI:10.17587/mau.17.708-715
6. Федун Б.Е., Прохоров М.Д. Вывод по прецеденту в базах знаний бортовых интеллектуальных систем // Искусственный интеллект и принятие решений. 2010. № 3. С. 63–72.
7. Баханов Л.Е., Демкин М.А., Федун Б.Е. Математическая модель движения самолета для баз знаний бортовых оперативно-советующих экспертных систем // Известия РАН. Теория и системы управления. 2010. № 1. С. 90–98.
8. Попов А.Н., Сергушов И.В., Тетерин Д.П. Пилотажные комплексы и навигационные системы вертолетов. М.: Инновационное машиностроение, 2017. 368 с.
9. Большаков А.А., Кулик А.А., Скрипаль Е.Н., Сергушов И.В. Интеллектуальный метод оценки угрозы авиационного происшествия // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2018. № 5(167). С. 3–9. DOI:10.14489/vkit.2018.05.pp.003-009
10. Неймарк М.С., Цесарский Л.Г., Филимонюк Л.Ю. Модель поддержки принятия решений при входе воздушных судов в зону ответственности аэропорта // Полет. Общероссийский научно-технический журнал. 2013. № 3. С. 31–37.
11. Гаврилова Т.А., Хорошевский В.Ф. Базы знаний интеллектуальных систем. СПб.: Питер, 2000. 384 с.
12. Куклев Е.А. Управление безопасностью полетов воздушных судов на основе нечетких оценок рисков возникновения нештатных условий полетов // Научный вестник Московского государственного технического университета гражданской авиации. 2016. № 226(4). С. 199–205.
13. Bolshakov A.A., Kulik A.A. Algorithm of a Device Designed to Support Decision Making to Counter the Threat of an Avia-Tion Accident // Herald of the Bauman Moscow State Technical University. Series Instrument Engineering. 2021. Vol. 3(136). PP. 46–59. DOI:10.18698/0236-3933-2021-3-46-59

* * *

A Study of Methods for Assessing and Parrying the Threat of an Accident of a Helicopter-Type Aircraft

A. Kulik¹ 

¹Bauman Moscow State Technical University,
Moscow, 105005, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-49-56

Received 18th February 2022

Revised 20th March 2022

Accepted 21st March 2022

For citation: Kulik A. A Study of Methods for Assessing and Parrying the Threat of an Accident of a Helicopter-Type Aircraft. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(1):49–56. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-49-56

Abstract: The paper presents the results of a numerical simulation of the flight conditions of a helicopter-type aircraft with a change in variables that affect flight safety. A comparative analysis was conducted assessing the threat of an aviation accident, considering the influence of the psychophysical state of the crew. Particular attention is paid to the modelling of the decision support system for countering the threat of an accident, based on the aircraft's flight conditions and the knowledge base of the Flight Safety Management System. The obtained results in the course of this work make it possible to evaluate the effectiveness and efficiency of the methods for assessing and parrying the threat of an aviation accident. The proposed methods can be implemented with the software and hardware of the on-board flight safety systems of the aircraft.

Keywords: flight safety, expert system, assessment of flight conditions, decision support.

References

1. Boudrieau G.J. *Safety aircraft flight system*. Patent USA, no. 7,183,946 B2, 27.02.2007.
2. Hellmuth B., Holger N. *System and method for ensuring flight safety and/or flight control of aircraft*. Patent RF, no. 2471245 C2, 27.12.2012. (in Russ.)
3. Burdun I.Y. A Technique for Aircraft "Built-In" Safety Protection in Complex (Multifactor) Conditions Based on Situational Modeling and Simulation. *Proceedings of the VIIth International Conference on System Identification and Control Problems, SICPRO '09, 26–30 January 2009, Moscow, Russia*. Moscow: V.A. Trapeznikov Institute of Control Sciences of Russian Academy of Sciences Publ.; 2009. p.1203–1248 (in Russ.)
4. Burdun I. Safety windows: knowledge maps for accident prediction and prevention in multifactor flight situation. *Proceedings of the 27th International Congress of the Aeronautical Science, 19–24 September 2010, Nice, France*. 2010. DOI:10.13140/2.1.1980.6085
5. Bolshakov A.A., Kulik A.A., Scripal E.N., Sergushov I.V. Designing the Security Control System for Helicopter. *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravleniye*. 2016;17(10):708–715. (in Russ.) DOI:10.17587/mau.17.708-715
6. Fedunov B.E., Prohorov M.D. Conclusion on the Precedent in the Knowledge Bases of On-Board Intelligent Systems. *Iskusstvennyi intellekt i priniatie reshenii*. 2010;3:63–72. (in Russ.)
7. Bahanov L.E., Demkin M.A., Fedunov B.E. A Mathematical Model of Aircraft Motion for Knowledge Bases of Onboard Online Advisory Expert Systems. *Journal of Computer and Systems Sciences International*. 2010;49(1):86–96. DOI:10.1134/S1064230710010107
8. Popov A.N., Sergushov I.V., Teterin D.P. *Flight Systems and Navigation Systems for Helicopters*. Moscow: Innovatsionnoe mashinostroenie Publ.; 2017. 368 p. (in Russ.)
9. Bolshakov A.A., Kulik A.A., Scripal E.N., Sergushov I.V. Aviation Accident Threat Intelligent Assessment Method. *Vestnik komp'yuternykh i informatsionnykh tekhnologii (Herald of Computer and Information Technologies)*. 2018;5(167):3–9. (in Russ.) DOI:10.14489/vkit.2018.05.pp.003-009
10. Nejmark M.S., Tsesarskiy L.G., Filimonyuk L.Yu. The Decision-Making Model for an Entrance of Airplanes into an Airport's Responsibility Zone. *Polyot (Flight)*. 2013;3:31–37. (in Russ.)
11. Gavrilova T.A., Horoshevskiy V.F. *Knowledge Bases of Intelligent Systems*. St. Petersburg: Piter Publ.; 2000. 384 p. (in Russ.)
12. Kuklev E.A. Flight Safety Control of the Basis of Uncertain Risk Evaluation with Non-Routine Flight Conditions Involved. *Civil Aviation High Technologies*. 2016;226(4):199–205. (in Russ.)
13. Bolshakov A.A., Kulik A.A. Algorithm of a Device Designed to Support Decision Making to Counter the Threat of an Aviation Accident. *Herald of the Bauman Moscow State Technical University. Series Instrument Engineering*. 2021;3(136):46–59. DOI:10.18698/0236-3933-2021-3-46-59

Сведения об авторе:

КУЛИК
Алексей Анатольевич

кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры системы автоматического управления Московского государственного технического университета имени Н.Э. Баумана, kulikalekse@yandex.ru
 <https://orcid.org/0000-0002-4099-1641>

Изучение возможности использования векторов движения сжатого видеопотока для его идентификации

Р.Ш. Фахрутдинов¹, А.Ю. Мирин¹

¹Санкт-Петербургский Федеральный исследовательский центр Российской академии наук,
Санкт-Петербург, 199178, Российская Федерация

*Адрес для переписки: fahr@cobra.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 10.08.2021

Поступила после рецензирования 26.10.2021

Принята к публикации 10.01.2022

Ссылка для цитирования: Фахрутдинов Р.Ш., Мирин А.Ю. Изучение возможности использования векторов движения сжатого видеопотока для его идентификации // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 1. С. 57–64. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-57-64

Аннотация: Использование векторов движения для идентификации видеопоследовательностей хорошо изучено в рамках исследований на тему CBCD (аббр. от англ. Content-Based Copy Detection – определение копий видео на основе анализа контента). Это дает возможность проверки степени сходства двух фрагментов видео или поиска фрагмента в большей видеопоследовательности. Существующие методы формирования идентификационных наборов данных обычно используют полное декодирование видеопотока. Авторы предлагают использовать векторы движения, которые создают видеокодек при сжатии видеопоследовательности. Это позволяет уменьшить вычислительные затраты для идентификации видеопоследовательности и применять более простые алгоритмы для формирования идентификационных данных. В отличие от ранее предложенных методов, использующих либо модифицированные видеокодеки, либо устаревшие, авторы предлагают использовать данные, формируемые при сжатии кодеками наиболее распространенных видеохостингов (Youtube, Vimeo и т. д.) В последующих работах будет изучена возможность формирования автоматизированной системы сравнения видеопоследовательностей и определены ее возможности и ограничения.

Ключевые слова: сравнение видеопоследовательностей, CBCD, определение степени сходства видеоматериалов, поиск видеопоследовательностей.

Введение

Широкое распространение видеoinформации в том или ином виде (видеосвязь, видеохостинги, виртуальные кинотеатры, дистанционное обучение, телемедицина, видео-по-запросу, видеонаблюдение) делает актуальным вопрос об идентификации видеопоследовательности. Существуют различные подходы к решению этой проблемы.

Самый простой – это установка так называемых метаданных, например: имени файла (набора данных), служебных записей в потоке хранения видеоданных со специальными идентификаторами и другие способы записи дополнительных данных в ассоциированный с видеопотоком набор, хэш видеофайла или идентифицирующая запись в файловой системе хранения видеоматериалов. Однако

данные идентификаторы неустойчивы и легко изменяются с помощью самого простого программного обеспечения.

Второй по стойкости способ – внедрение водяных знаков (специальных меток, которые записываются в видеопоток, незначительно ухудшая его качество). Этот способ часто используют при идентификации оригинальных видеопрограмм (фильмов, клипов) для контроля «пиратского» копирования. Однако и этот метод имеет невысокую стойкость к трансформации путем перекодирования или изменения геометрических / визуальных характеристик видеоряда. Кроме того, он вообще не работает в случае так называемой «экранной копии», когда зритель в кинотеатре снимает на камеру только что вышедшую в прокат картину. Дополнительным недостатком является нахождение

компромисса между ухудшением качества изображения и стойкостью метки к различным воздействиям (более стойкие метки, как правило, заметно ухудшают качество изображения). Также этот метод не позволяет идентифицировать те видеопрограммы, которые начали распространяться без водяных знаков.

Наконец, самый стойкий способ заключается в получении идентификационных данных непосредственно из самого видеоряда. Смысл заключается в том, что видео само по себе является идентификатором, и из видеоряда могут быть извлечены идентификационные наборы данных. Под этим понимается получение из исходной видеопоследовательности сравнительно короткого (по сравнению с полной длиной видео) набора данных, который позволяет сравнивать различные видеопоследовательности. Идентификационные данные должны позволить определить степень сходства видеопоследовательностей независимо от их исходного качества (например, видео с Blu-ray диска и оцифрованная VHS-копия) и того, каким преобразованиям они подверглись (изменение яркости/контраста, кадрирование, пересжатие, изменение геометрических характеристик и пропорций, применение различных видеофильтров и т. д.).

Получение набора данных для идентификации является сложной задачей из-за большого объема информации в видеопоследовательности, наличия артефактов сжатия, возможности сильной трансформации исходного видеоматериала, различий в количестве кадров в секунду (видеостандарт), различного монтажа и т. д. Проблематика, связанная с определением копий видеоинформации (например, пиратских видеокопий или определение одинаковых видео разного качества на видеохостинге) на базе идентификационных наборов данных из самого видеоряда, описывается в литературе как CBCD (*аббр. от англ. Content-Based Copy Detection*) [1].

Есть и еще один аспект при использовании данных исследований в нашей стране. Министерство юстиции Российской Федерации формирует список материалов, которые, по решению суда, признаны экстремистскими [2]. В этом списке (кроме текстовых и звуковых) есть и видеоматериалы, которые имеют ссылки на конкретный запрещенный видеоролик с адресом сайта, где он представлен и его именем. Если какое-либо лицо выложит запрещенный видеоролик на другом ресурсе (или на том же ресурсе, но под другим именем), то данный видеоролик формально (до решения суда по его поводу) не будет считаться запрещенным. Кроме того, экстремистский ролик может подвергнуться трансформации или редактированию, наложению текста, совмещению с другими роликами и т. д. Решение данной проблемы может лежать в области

идентификации видеопоследовательностей, которая позволит определять степень схожести автоматизированно (например, при выкладывании видео на видеохостинге или при попытке скачивания видео по каналам связи).

Для формирования набора идентификационных данных используют гистограммы цветности некоторых кадров, временные расстояния между сценами, график изменения яркости по времени, вектора движения, поиск объектов и траектории их движения, а также некоторые другие характеристики видеоряда. Для обработки этих данных, кроме традиционных подходов (например, SURF/SIFT [3, 4] или использование смешанных пространственно-временных идентификаторов [5]), предлагается использовать нейронные сети [6], технологию распознавания лиц [7], дескрипторы активности движения MPEG-7 [8]. Однако для получения этих параметров нужно полностью разжать (декодировать) сжатый видеопоток.

В данной статье рассматривается возможность использования векторов движения сжатого видеопотока в качестве идентификационной характеристики. В случае получения положительного результата это позволит существенно снизить вычислительные затраты на получение векторов движения и формирование идентификационного набора данных (нет необходимости полностью разжимать видеопоток и заново искать в нем вектора движения).

Векторы движения сжатого видеопотока

Одним из основных способов уменьшения избыточности при сжатии видеопоследовательностей является использование векторов движения. Вектор движения представляет собой ссылку блока изображения на один из предыдущих или последующих кадров, т. е. вместо кодирования исходного блока мы указываем, где находится его копия (в другом кадре). Таким образом, векторы движения показывают, как перемещаются блоки между кадрами. Алгоритм сжатия сохраняет список векторов движения, чтобы при восстановлении (декодировании) исходного видеоряда можно было воссоздать полное изображение.

Характеризуя движение между кадрами, вектора движения отражают последовательность перемещения блоков изображения во времени, т. е. отражают динамику всего видеоряда. Например, сцены погонь или панорамирования изображений в фильмах содержат много сонаправленных с движением в кадре векторов, а в сценах диалогов векторов движения мало, и они разнонаправлены.

Особенностью анализа векторов движений является то, что независимо от качества изображения (в известных пределах) и разницы в разрешении видеопоследовательности, векторы движения сохраняют свое доминирующее направление (там, где оно есть), среднюю длину вектора, дистанцию

между сменами направления и прочие характеристики. На этой закономерности основаны методы получения идентификационных наборов данных, описанные в [9].

Наиболее успешный представляется метод [9] получения идентификаторов из векторов движения искусственно уменьшает частоту кадров (пропускает кадры) для получения большей длины вектора и более точного сравнения с использованием 2-х метрик – средней длины вектора и среднего направления вектора в кадре. По сути, это способ сглаживания данных путем уменьшения выборки. Поиск векторов движения при этом выполняется заново, с полным разжатием видеопотока.

Сравним направление векторов движения (см. рисунки 1а, 1б), полученных из 2-х копий одного и того же видеоряда, один из которых является оцифрованной копией записи видео с магнитной пленки в формате VHS (разрешение 480×360, соотношение сторон 4:3), а другой – HD-копией с Blu-ray диска (разрешение 1280×720, соотношение сторон 16:9). Оба видеоряда были выложены на видеохостинге Youtube, сжаты оператором видеосервиса (Google) с помощью одного и того же алгоритма h264, который позволяет получить векторы движения, не выполняя полного декодирования видеопотока (и не выполняя заново поиск векторов движения).

Для удобства VHS-копия увеличена, а HD-копия чуть уменьшена (это видно по размерам стрелок векторов движения). Для просмотра векторов движения использована программа ffplay (из пакета ffmpeg).

Хорошо видно, что, несмотря на существенную разницу в качестве, сохранены доминирующие направления векторов движения и доля сонаправленных векторов относительно их общего количества. Аналогичным образом были проверены несколько различных пар видеопоследовательностей (также использовалась пара VHS-копия и HD-копия), в которых эта закономерность подтвердилась.

Таким же образом можно проверить, как сохраняются эти характеристики векторов движений при кодировании одного и того же видеофрагмента разными видеокодеками (см. рисунки 1с, 1д). При кодировании разными видеокодеками, векторы движения ожидаемо сохраняют свое основное направление и соотношения по количеству, несмотря на большую разницу в поколениях между кодеками. Современный кодек находит большее количество векторов движения и дает меньше ошибок (ложных срабатываний относительно предсказания положения макроблока). Однако и очень старый кодек, несмотря на меньшую эффективность, достаточно точно предсказывает направление движения.



a)



b)



c)



d)

Рис. 1. Сравнение векторов движения: VHS (а), HD (б), mpeg1 (с) и h264 (д)

Fig. 1. Comparison of Motion Vectors of VHS (a), HD (b), mpeg1 (c) and h264 (d)

Получение векторов движения из сжатого видеопотока

Для извлечения векторов движения из сжатого видео можно использовать пакет открытого программного обеспечения для обработки видео `ffmpeg`, который позволяет извлекать векторы движения для нескольких видеоформатов (`mpeg1`, `mpeg2`, `mpeg4`, `mpeg4/avc (h264)`). Для каждого полученного вектора доступна следующая информация: положение исходного кадра относительно текущего (прошлого/будущее); ширина/высота блока; позиция (x, y) в исходном и текущем кадре.

Таким образом, для каждого вектора движения можно вычислить такие характеристики, как длина и направление вектора движения, размер блока, длина межкадрового предсказания.

Кодек вычисляет вектора движения почти для всех кадров видеоряда. Исключение составляют редкие опорные (*reference*) кадры и кадры без движения. Большинство промежуточных кадров содержат от единиц до нескольких сотен векторов движения, для которых можно рассчитать более общую информацию. Например, самые простые метрики: общая длина вектора, средняя длина вектора и среднее направление вектора в кадре.

Гистограмма общей длины вектора в кадре

В качестве примера рассмотрим гистограмму общей длины вектора движения в кадре, т. е. зависимости общей длины вектора движения в каждом кадре (y) от времени кадра (x).

В качестве объекта исследования используем несколько фрагментов фильмов разной длины, размещенных на видеохостинге Youtube, алгоритм сжатия – `mpeg4/AVC (h264)`:

1) малая видеопоследовательность – сцена из фильма «Терминатор» HD-версия (1:39) 24 к/с и VHS-версия (1:33) 29,97 к/с;

2) средняя видеопоследовательность – сцена из фильма «Правонарушитель Морант» HD-версия (3:35) 23,976 к/с и VHS-версия (3:25) 30 к/с;

3) длинная последовательность – мультипликационный фильм «Покахонтас» HD-версия (1:17:51) 25 к/с и VHS-версия (1:21:20) 29,97 к/с;

4) малая последовательность – сцена из фильма «Трансформеры» HD-версия (1:07) 23,976 к/с и «экранная копия» (1:07) 25 к/с.

Выбор обусловлен наличием одинаковых фрагментов в различном качестве, выложенных на Youtube. Сравнение HD- и VHS-версий дает возможность сравнить почти «оригинальное» видео с сильно искаженной копией, которую, впрочем, вполне еще можно смотреть. Различия в длине последовательностей обусловлены наличием разных вариантов видео (кинотеатральная, BD/DVD-версия, версия для VHS, для ТВ и т. д.), сложным процессом оцифровки с VHS-носителя, наличием версий с разным количеством кадров в секунду.

Для визуальной оценки качества сравниваемых фрагментов ниже приведены части стопкадров (см. рисунок 2). Размеры частей изменены (версии с низким разрешением увеличены, версии с высоким разрешением уменьшены). Выбраны опорные (*reference*) кадры, которые в обеих версиях закодированы с максимально возможным качеством. В левом столбце представлены версии с низким разрешением и качеством (VHS или экранная копия), в правом – версии с высоким качеством и высоким разрешением (HD-версия).

Видно, что версии с низким разрешением имеют искаженную цветопередачу и малую детализацию. Выясним, достаточно ли той информации, которая содержится в векторах движения, для сравнения данных видеопоследовательностей.

Для корректного сравнения пришлось (по возможности) совместить временную линию сюжета, скорректировав значения по оси X с подобранным множителем. Временной сдвиг возникает как в связи с разными версиями видеопрограммы (монтаж), так и в процессе оцифровки (наложение фонограмм с переводом, изменение длительности при процедурах *inverse-telecine*, *deinterlacing* и т. д.).

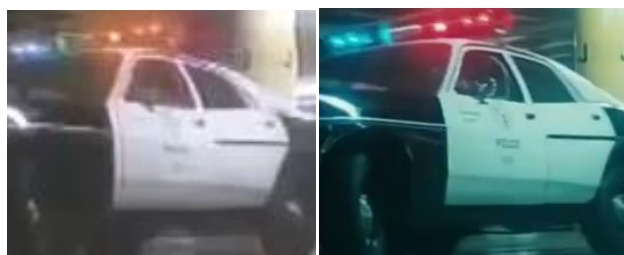
Ввиду разной геометрии изображения (HD-версия содержит в несколько раз большее количество точек, чем VHS), пришлось также подобрать множитель для Y -компоненты графика, чтобы компенсировать различия в длине вектора движения. Способы совмещения временных осей и компенсация средних длин векторов будут предметом рассмотрения в последующих работах.

Рассмотрим гистограмму сцены из фильма «Терминатор» (рисунок 3). По оси X – время, по оси Y – длина вектора в точках кадра. Последовательности разной длины отличаются монтажом (в VHS-версии некоторые части отсутствуют, некоторые части переставлены местами). По гистограмме видно, что определенное сходство есть. Длины векторов HD-версии ожидаемо на порядок больше, чем вектора VHS-версии.

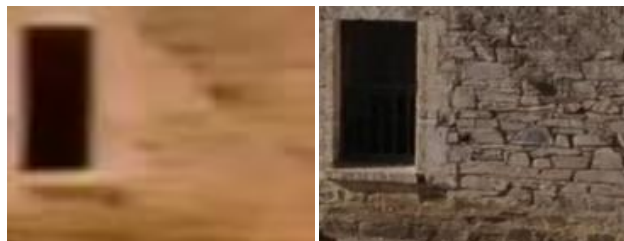
В данном случае при использовании векторов движения каждого кадра, необходимо применить сглаживание данных, чтобы уменьшить возможный шум (ошибки кодека, малое перемещение объектов в кадре). Были рассмотрены различные способы – всевозможные сплайны, кривые Безье, ядерная оценка плотности. Наиболее предпочтительным оказалось использование сглаживания методом ядерной оценки плотности (*KDE*, аббр. от англ. *Kernel Density Estimation*) [10].

Сглаживание гистограммы методом KDE

Пусть имеется дискретно определенная последовательность x_i, y_i , где x_i – время кадра; y_i – общая длина вектора движения в нем; $i = 1, 2, \dots, n$, n – количество кадров в последовательности.



a) фрагмент 1



b) фрагмент 2



c) фрагмент 3



d) фрагмент 4

Рис. 2. Сравнение качества фрагментов*Fig. 2. Comparison of Quality of Video Fragments*

Для формирования сглаженных отчетов используется специальная функция:

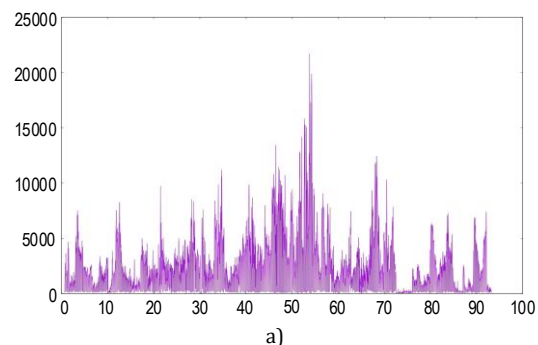
$$f'(x) = \sum_{j=k}^m \frac{1}{h} y_j K\left(\frac{x - x_j}{h}\right),$$

где каждый отчет $f'(x)$ получается суммой отчетов y_i в некотором «окне» значений ($j = k \dots m, 1 \leq k \leq m \leq n$), умноженных на функцию сглаживания.

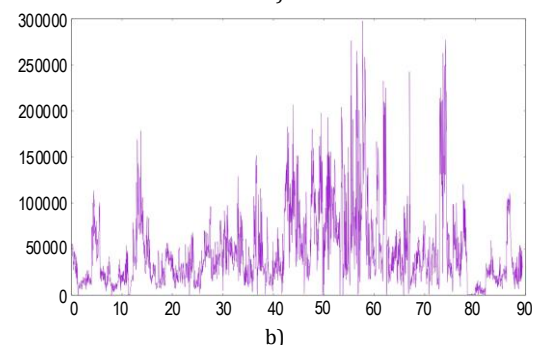
Значения x для функции $f'(x)$ вычисляются в произвольных точках (в т. ч. между точками x_i). «Окно» значений выбирается (по возможности) в некоторой окрестности от центральной точки x и для вычисления значения функции необязательно обходить все кадры последовательности.

На рисунке 4 представлена последовательность x_i, y_i длин векторов нескольких кадров, по оси x – время в секундах, по оси y – общая длина вектора в кадре (в точках кадра). Видно, что для расчета функции $f'(x)$ в точке x используются значения от x_k до x_m (выделено штриховкой), причем точка x лежит примерно посередине между x_k и x_m . Если

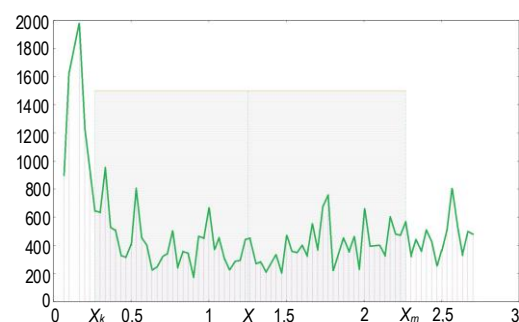
бы точка x лежала левее (ближе к началу оси координат), то для вычисления $f'(x)$ пришлось бы использовать «несимметричное» окно, где $x_k = 0$. Аналогично, если бы x лежала правее (ближе к концу последовательности), то пришлось бы использовать $x_m = x_n$. Значения $f'(x)$ при этом рассчитываются менее точно, чем если бы мы применили более длинную исходную последовательность. Параметр h называется полосой пропускания ядра и оказывает сильное влияние на степень сглаживания данных.



a)



b)

Рис. 3. Гистограмма общих длин векторов VHS- (a) и HD-версий (b) фрагмента 1*Fig. 3. Histogram of Total Vectors Length for VHS (a) and HD (b) Version of Fragment 1***Рис. 4. Выбор интервала для вычисления $f'(x)$** *Fig. 4. Choice of Span for Calculating $f'(x)$*

Для сглаживания используется ядерная функция K , при которой соблюдаются следующие условия:

$$K(x) \geq 0, \int K(x)dx = 1, \int xK(x)dx = 0,$$

$$\sigma_K^2 \equiv \int x^2 K(x)dx > 0.$$

Наилучшие результаты для сглаживания были получены с использованием функции Гауссова (нормального) ядра [10]:

$$K(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} (e^{-\frac{x^2}{2}}).$$

Результат сглаживания (см. рисунок 3) гистограммы с различными значениями h представлен на рисунке 5, где ось X – время в секундах, ось Y – общая длина вектора движения в кадре (в точках кадра), фиолетовая линия – VHS-версия (для кор-

ректности сравнения, длина вектора движения умножена на 12), зеленая линия – HD-версия. Видно, что для сравнения данного короткого видеофрагмента лучше всего подходит сглаживание с $h = 1$ или $h = 2$. При $h = 0,1$ гистограмма больше похожа не несглаженный набор данных, при $h = 5$ при сглаживании было потеряно много деталей.

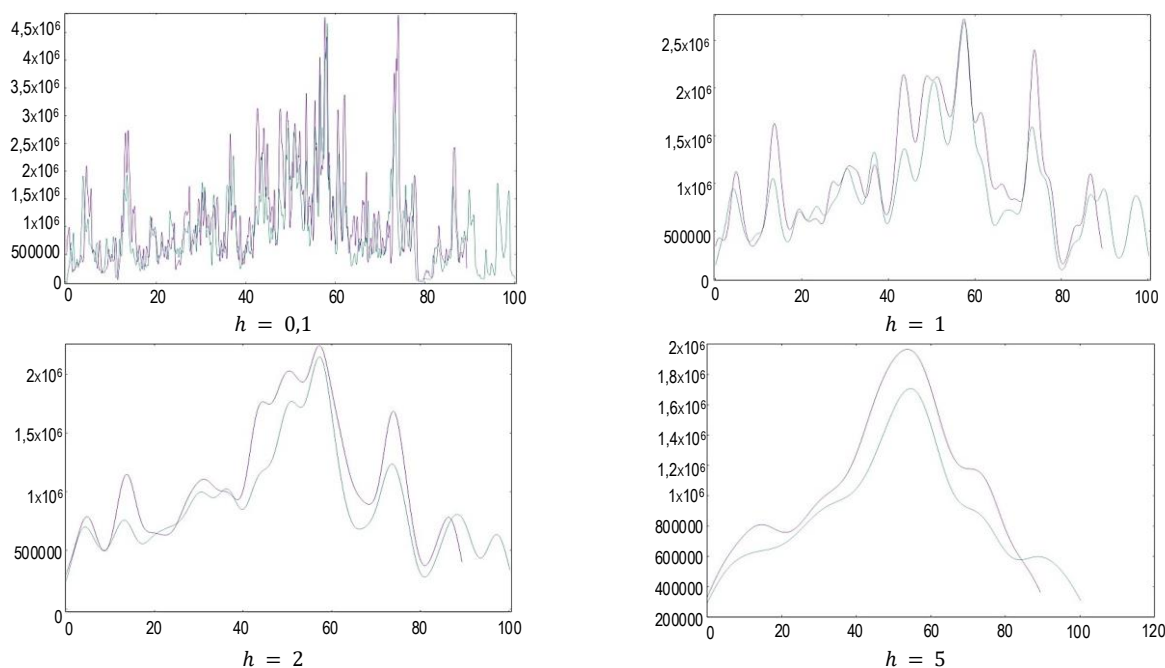


Рис. 5. Результат сглаживания при использовании KDE с различной полосой пропускания ядра для фрагмента 1

Fig. 5. A Smoothing Result by Using KDE with Several Values of Kernel Bandwidth for Fragment 1

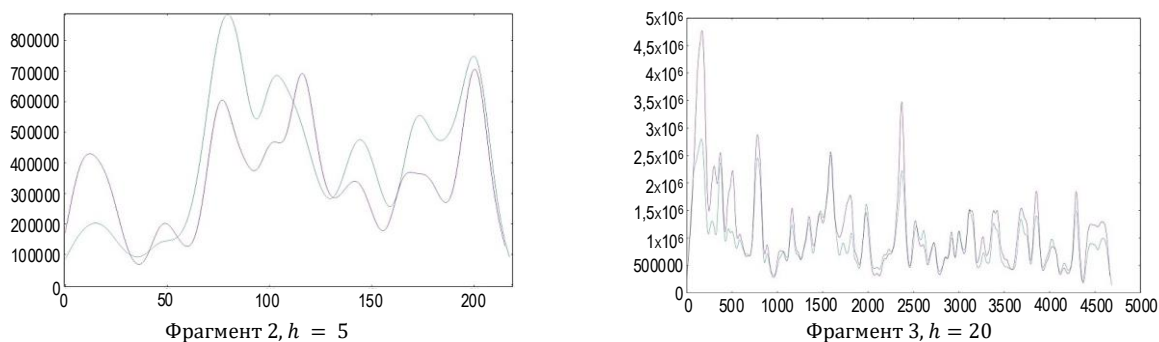


Рис. 6. Сравнение VHS- и HD-версий фрагментов 2 и 3

Fig. 6. Comparison of VHS and HD Version of Fragments 2 and 3

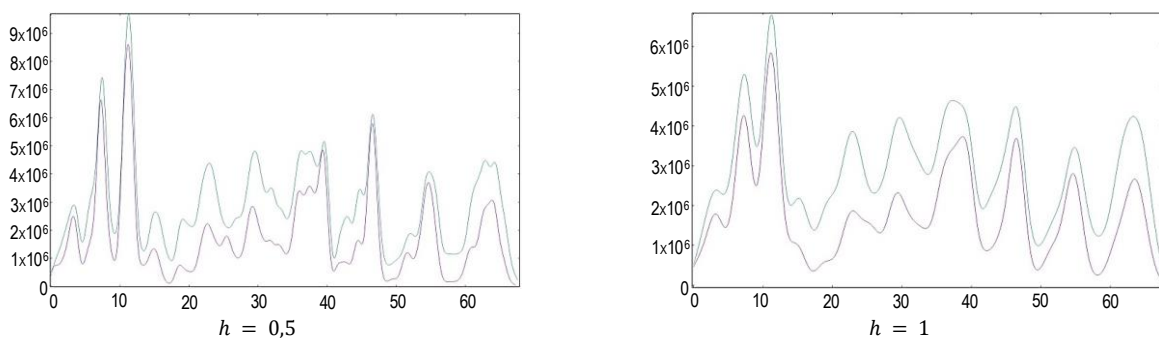


Рис. 7. Сравнение «экранный копии» и HD-версии фрагмента 4

Fig. 7. Comparison of «Screencopy» and HD Version of Fragment 4

При сравнении двух других фрагментов (см. рисунок 6), оказалось необходимым еще увеличить значения h , чтобы получить приемлемый для сравнения результат. В целом можно отметить, что чем больше информации для сравнения (длиннее видео), тем проще найти сходство между последовательностями, если они одинаковы по содержанию, но разные по качеству.

Вектора движения сжатых VHS- и HD-видеопоследовательностей, несмотря на сильное различие в качестве картинки, содержат достаточно информации для сравнения друг с другом. Даже простое суммирование длин векторов в кадре, сглаженное с помощью KDE, дает возможность оценки их сходства. Аналогичным образом можно сравнить так называемую «экранную копию» с оригинальной HD-версией (см. рисунок 7).

Заключение

Использование для идентификации видеороликов готовой информации о векторах движения от видеокодека более эффективно, чем ранее использовавшийся подход, требующий полностью декодировать видео и оперирующий данными большого объема, к тому же содержащими артефакты сжатия.

Направлением дальнейших исследований будет изучение возможности использования других параметров, получаемых с помощью векторов движения сжатого видеопотока: средней длины вектора в кадре и информации о направлении векторов, а также способы вычисления масштабных коэффициентов, позволяющих корректно сравнивать сглаженные данные видеопоследовательностей разного разрешения и качества с целью получения способа автоматизированного сравнения и оценки ее возможностей и ограничений.

Список используемых источников

1. Hampapur A., Bolle R.M. Comparison of Distance Measures for Video Copy Detection: IBM Research Report: RC 22056 (W0105-007), 14 May 2001. URL: <https://dominoweb.draco.res.ibm.com/reports/RC22056.pdf> (Accessed 08th February 2022)
2. Экстремистские материалы. Министерство юстиции Российской Федерации. URL: <https://minjust.gov.ru/ru/extremist-materials> (дата обращения 08.02.2022)
3. Yang X., Zhu Q., Cheng K.T. Near-Duplicate Detection for Images and Videos // Proceedings of the 1-st ACM workshop on Large-scale multimedia retrieval and mining (LS-MMRM'09, Beijing, China, 23rd October 2009). New York: Association for Computing Machinery, 2009. PP. 73–80. DOI:10.1145/1631058.1631073
4. Chiu C.Y., Tsai T.H., Hsieh C.Y. Efficient video segment matching for detecting temporal-based video copies // Neurocomputing. 2013. Vol. 105. PP. 70–80. DOI:10.1016/j.neucom.2012.04.036
5. Thomas R.M., Sumesh M.S. A Simple and Robust Colour Based Video Copy Detection on Summarized Videos // Procedia Computer Science. 2015. Vol. 46. PP. 1668–1675. DOI:10.1016/j.procs.2015.02.106
6. Hu Y., Lu X. Learning spatial-temporal features for video copy detection by the combination of CNN and RNN // Journal of Visual Communication and Image Representation. 2018. Vol. 55. PP. 21–29. DOI:10.1016/j.jvcir.2018.05.013
7. Lu Z.M., Li B., Ji Q.G., Tan Z.F., Zhang Y. Robust video identification approach based on local non-negative matrix factorization // International Journal of Electronics and Communications (AEÜ). 2015. Vol. 69. Iss. 1. PP. 82–89. DOI:10.1016/j.aeeu.2014.07.021
8. Roopalakshmi R., Guddeti R.M.R. A Novel CBCD Approach Using MPEG-7 Motion Activity Descriptors // Proceedings of International Symposium on Multimedia (Dana Point, USA, 5–7 December 2011). PP. 179–184. IEEE, 2011. DOI:10.1109/ISM.2011.36
9. Taşdemir K., Çetin A.E. Content-based video copy detection based on motion vectors estimated using a lower frame rate // Signal, Image and Video Processing. 2014. Vol. 8. PP. 1049–1057. DOI:10.1007/s11760-014-0627-6
10. Wasserman L. All of Statistics: A Concise Course in Statistical Inference // Springer Texts in Statistics. New York: Springer, 2004. DOI:10.1007/978-0-387-21736-9

* * *

A Study of the Possibility of Usage Motion Vectors of Compressed Videos to Create Video Identification

R. Fahrutdinov¹, A. Mirin¹

¹Saint Petersburg Federal Research Center of the Russian Academy of Sciences, St. Petersburg, 199178, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-57-64

Received 10th August 2021

Revised 26th October 2021

Accepted 10th January 2022

For citation: Fahrutdinov R., Mirin A. A Study of the Possibility of Usage Motion Vectors of Compressed Videos to Create Video Identification. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(1):57–64. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-57-64

Abstract: The use of motion vectors for identifying video sequences has been well studied (in the framework of research on the topic CBCD – Content-Based Copy Detection – detecting copies of videos based on content analysis). This makes it possible to check the similarity of two video fragments or search for a fragment in a larger video sequence. Existing and well-known methods for forming identification datasets typically use complete video stream decoding. The authors suggested using the motion vectors of a compressed video stream, which reduces the computational costs for identifying video sequences and uses simplified algorithms to generate identification data. Unlike the previously proposed methods, which implement either modified video codecs or obsolete ones, the authors propose using data formed by compression codecs that are used in the most common video hosting platforms (Youtube, Vimeo, etc.) The possibility of forming an automated system of comparing video sequences, along with its possibilities and limitations, will be studied in the following works.

Keywords: content based copy detection, video sequence comparison, similarity of video sequences, search of video patterns.

References

1. Hampapur A., Bolle R.M. *Comparison of Distance Measures for Video Copy Detection*. IBM Research Report. Report number: RC 22056 (W0105-007). 14 May 2001. Available from: <https://dominoweb.draco.res.ibm.com/reports/RC22056.pdf> [Accessed 08th February 2022]
2. Ministry of Justice of Russian Federation. *Extremist Materials*. (in Russ.) Available from: <https://minjust.gov.ru/ru/extremist-materials> [Accessed 08th February 2022]
3. Yang X., Zhu Q., Cheng K.T. Near-Duplicate Detection for Images and Videos. *Proceedings of the 1-st ACM workshop on Large-scale multimedia retrieval and mining, LS-MMRM'09, 23rd October 2009, Beijing, China*. New York: Association for Computing Machinery; 2009. p.73–80. DOI:10.1145/1631058.1631073
4. Chiu C.Y., Tsai T.H., Hsieh C.Y. Efficient video segment matching for detecting temporal-based video copies. *Neurocomputing*. 2013;105:70–80. DOI:10.1016/j.neucom.2012.04.036
5. Thomas R.M., Sumesh M.S. A Simple and Robust Colour Based Video Copy Detection on Summarized Videos. *Procedia Computer Science*. 2015;46:1668–1675. DOI:10.1016/j.procs.2015.02.106
6. Hu Y., Lu X. Learning spatial-temporal features for video copy detection by the combination of CNN and RNN. *Journal of Visual Communication and Image Representation*. 2018;55:21–29. DOI:10.1016/j.jvcir.2018.05.013
7. Lu Z.M., Li B., Ji Q.G., Tan Z.F., Zhang Y. Robust video identification approach based on local non-negative matrix factorization. *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*. 2015;69(1):82–89. DOI:10.1016/j.aeue.2014.07.021
8. Roopalakshmi R., Guddeti R.M.R. A Novel CBCD Approach Using MPEG-7 Motion Activity Descriptors. *Proceedings of International Symposium on Multimedia, USA, 5–7 December 2011, Dana Point*. IEEE; 2011. p.179–184. DOI:10.1109/ISM.2011.36
9. Taşdemir K., Çetin A.E. Content-based video copy detection based on motion vectors estimated using a lower frame rate. *Signal, Image and Video Processing*. 2014;8:1049–1057. DOI:10.1007/s11760-014-0627-6
10. Wasserman L. All of Statistics: A Concise Course in Statistical Inference. *Springer Texts in Statistics*. New York: Springer; 2004. DOI:10.1007/978-0-387-21736-9

Сведения об авторах:

ФАХРУТДИНОВ
Роман Шафкатович

кандидат технических наук, заведующий лабораторией кибербезопасности и постквантовых криптосистем Санкт-Петербургского Федерального исследовательского центра Российской академии наук, fahr@cobra.ru
 <https://orcid.org/0000-0003-0233-3434>

МИРИН
Анатолий Юрьевич

кандидат технических наук, старший научный сотрудник лаборатории кибербезопасности и постквантовых криптосистем Санкт-Петербургского Федерального исследовательского центра Российской академии наук, mirin@cobra.ru
 <https://orcid.org/0000-0002-3114-458X>

ТРУДЫ МОЛОДЫХ УЧЕНЫХ

*Основой всей научной работы служит убеждение,
что мир представляет собой упорядоченную
и познаваемую сущность...*

Альберт Эйнштейн

1.2.2

2.2.6

2.2.13

2.2.14

2.2.15

2.2.16

2.3.1

2.3.6

От четвертого поколения к пятому: виртуализация, программно-определяемые сети и мобильные краевые вычисления

И.А. Белозерцев¹

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

*Адрес для переписки: ilya.belozercsev@outlook.com

Информация о статье

Поступила в редакцию 17.02.2022

Поступила после рецензирования 20.03.2022

Принята к публикации 21.03.2022

Ссылка для цитирования: Белозерцев И.А. От четвертого поколения к пятому: виртуализация, программно-определяемые сети и мобильные краевые вычисления // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 1. С. 66–72. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-66-72

Аннотация: *С ростом требований к мобильности и гарантированному качеству появились новейшие технологии с новыми возможностями, такие как сети 4G и 5G. Действительно, сети 4G неустанно стремятся улучшить предлагаемые услуги и гарантировать определенный уровень качества обслуживания (QoS). Стандарт 5G обещает сверхбыстрые скорости и прекращение перегруженности в мобильных сетях. Эта технология, как ожидается, произведет революцию в мобильных сетях и создаст новые экономические возможности. В этом контексте целью данной статьи является детальное сравнение технологий 4G и 5G. Таким образом, мы очерчиваем различные характеристики систем 4G, то есть их вклад и их поведение с точки зрения сохранения QoS. Также оценим эффективность виртуализации и мобильных краевых вычислений в современных сетях.*

Ключевые слова: *мобильные краевые вычисления, сети пятого поколения, низкая задержка, сетевая архитектура.*

Вводная часть

Мобильные сети движутся в неумолимом темпе, и они строятся вокруг двух стандартов: 4G и 5G. Действительно, 5G – это новый этап в развитии мобильных технологий, который обеспечит лучшую скорость и покрытие, чем нынешняя сеть 4G. 5G работает с сигналом 5 ГГц и настроен на скорость до 1 Гбит/с для десятков пользователей. Кроме того, 5G использует новый частотный диапазон, наряду с другими новыми технологиями, которые используют гораздо более высокие радиочастоты (28 ГГц по сравнению с 2,5 ГГц для 4G) для передачи большего количества данных с более высокой скоростью, уменьшенной загрузкой и меньшей задержкой. Этот новый интерфейс, использующий миллиметровый спектр волн, позволяет использовать больше устройств в пределах одного кластера; 4G может поддерживать около 4000 устройств на км², тогда как 5G будет поддерживать около миллиона. Это означает, что больше потоковых данных различных видеосервисов, голосовых вызовов и иных сервисов будут передаваться в мобильных сетях.

LTE

Технология LTE [1] – это проект, который был реализован 3GPP. Он обеспечивает очень высокую скорость передачи информации с большим количеством данных и меньшей задержкой. Как правило, LTE направлен на сокращение задержки в среде доступа, гибкое использование полосы пропускания и взаимодействие с существующими сетями. Теоретически можно достичь потоков около 50 и 100 Мбит/с в восходящей и нисходящей линиях связи, соответственно. Кроме того, он использует диапазоны волн шириной от 1,4 до 20 МГц, что позволяет получить теоретический «двойной» поток, который может достигать 300 Мбит/с. Фактически LTE отличается от 3G использованием технологий OFDM и MIMO, а также новой эволюцией системной архитектуры (SAE) [1]. SAE обеспечивает различные преимущества по сравнению с 3G-архитектурами, такие как улучшенная пропускная способность данных, архитектура all-IP, снижение задержки и снижение эксплуатационных и капитальных затрат. Кроме того, операторы связи могут,

благодаря этому стандарту, разрабатывать и делать различные потоки независимо от приложения: голос, интернет-серфинг, телевидение по IP, видео по запросу и т. д. Из-за этих преимуществ LTE использует OFDMA как метод доступа для нисходящей линии связи, гарантирующий спектральную эффективность 5 бит/с/Гц, и Single Carrier FDMA (SC-FDMA) для восходящей линии связи, предлагающий спектральную эффективность 2,5 бит/с/Гц.

LTE-Advanced

Технология LTE-A, рассматриваемая как реальный 4G, является эволюцией стандарта LTE: это LTE в 10-й версии 3GPP. Таким образом, он имеет почти те же характеристики, что и обычный LTE, за исключением того, что для восходящей линии связи он допускает поток 300 Мбит/с и для нисходящей линии связи – 1 Гбит/с, полоса пропускания становится около 100 МГц. Тем не менее, система LTE-A использует OFDMA для нисходящей линии связи и SC-FDMA – для восходящей. Он также использует MIMO (4×4, 8×8) в качестве продвинутой технологии для антенн [1].

Мобильное пакетное ядро на базе LTE Evolved Packet core (EPC) предоставляет функции мобильности для пользовательского оборудования (UE), а также обеспечивает качество обслуживания (QoS) [2], биллинг и контроль политики (рисунок 1). EPC также предоставляет услуги пакетной передачи данных на основе IP и позволяет соединить сеть радиодоступа (RAN) с остальными конвергентными голосовыми (например, VoLTE) и данными (такими, как потоковое видео) службами в сети. Кроме того, требования к использованию полосы пропускания различаются в разное время суток, что требует возможности контролировать пропускную способность по мере необходимости для повышения операционной эффективности сети. В рамках различных функций системы EPC Обслуживающий шлюз (SGW) и PDN-шлюз (PGW) обрабатывают пользовательские пакетные данные мобильных абонентов. Не так давно 3GPP представил архитектуру разделения плоскости управления и пользовательской плоскости (CUPS) в TS 23.714 (рисунок 2), а технические характеристики были завершены в TS 23.214/23.244. CUPS позволяет масштабировать возможности функции пользовательской плоскости путем архитектурного разделения функций управления и пользовательских данных в SGW/PGW с использованием интерфейса Sx. Такое разделение позволяет распределять и развертывать User Plane Function (UPF) независимо от плоскости управления. Например, несколько элементов UPF можно масштабировать в зависимости от их рабочих нагрузок, состояния интерфейса и/или требований абонентов к пропускной способности. Этот подход позволяет физически разместить UPF ближе к границе сети.

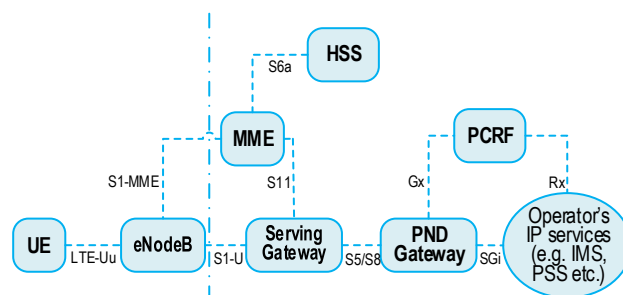


Рис. 1. Мобильное пакетное ядро на базе LTE Evolved Packet core

Fig. 1. Mobile Packet Core Based on LTE Evolved Packet Core

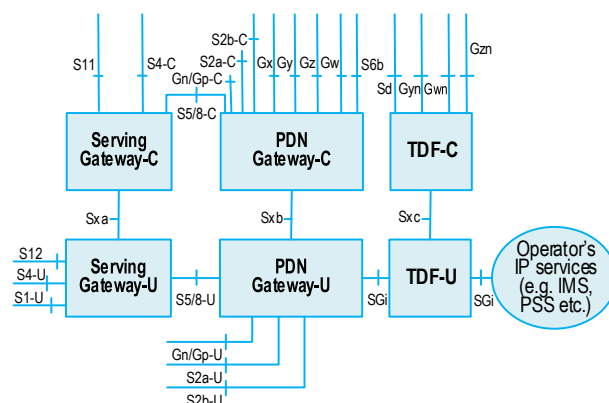


Рис. 2. Архитектура разделения плоскости управления и пользовательской плоскости (CUPS)

Fig. 2. Control and User Plane Separation of EPC nodes (CUPS)

Сравнение 4G и 5G

В настоящее время ожидается, что 5G будет внедрен в этом году. Большинство специалистов по беспроводной связи согласны с тем, что когда 5G заменит 4G, он должен удовлетворять трем ключевым потребностям:

- задержка менее одной секунды;
- увеличение скорости передачи данных не менее чем на 1 Гбит/с для десятков тысяч пользователей одновременно;
- повышенная энергоэффективность.

Действительно, снижение задержки является ключевым отличием между стандартами 4G и 5G. На самом деле низкая задержка означает, что мы сможем быстро передавать и обрабатывать большой объем данных [3]. В таблице 1 показано сравнение технологий 4G и 5G.

ТАБЛИЦА 1. Сравнение технологий 4G и 5G

TABLE 1. Comparison of 4G and 5G Technologies

Стандарт	4G	5G
Создание	2008–2010	2016
Пропускная способность	2 Мб/с–1 Гбит/с	1 Гбит/с и выше
Частотный диапазон	2–8 ГГц	3–300 ГГц
Опорная сеть	Полностью IP	IP-сеть, взаимодействие 5G
Множественный доступ	CDMA	CDMA/BDMA

Сети 5G будут построены вокруг комбинации различных технологий: 2G, 3G, 4G, Wi-Fi и т. д. Другими словами, 5G будет разворачиваться для поддержки различных приложений, таких как IoT, дополненная реальность и др. В отличие от своего аналога 4G, стандарт 5G будет предлагать возможность обрабатывать тысячи подключенных устройств и множество типов трафика.

Архитектура 5G

Рисунок 3 показывает архитектуру сети 5G [4, 5]. Для 5G UPF использует концепции, установленные при помощи CUPS, и определяют как элемент для обработки всех пользовательских данных. Возможность развертывания UPF по требованию для обработки различных типов услуг без тесной связи с плоскостью управления является одним из ключевых преимуществ архитектуры для случаев использования 5G. В частности, функциональные возможности UPF включают в себя:

- маршрутизацию и пересылку пакетов;
- точку доступа для мультисансов PDU (также известную как мульти-PDN в терминологии LTE);
- проверку трафика восходящей линии связи;
- обработку QoS;
- маркировку пакетов в UL и DL;
- буферизацию данных нисходящей линии связи.

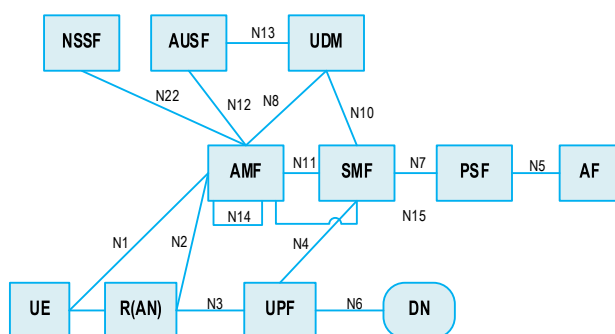


Рис. 3. Архитектура сетей пятого поколения

Fig. 3. Architecture of Fifth-Generation Networks

5G нацелен на работу с UPF, следуя аналогичной концепции архитектуры CUPS. В то время как детали спецификации еще разрабатываются, роль UPF ясна: он должен быть в состоянии обеспечить маршрутизацию/пересылку пакетов на основе меток, заголовков, QoS, биллинговых правил и контроль политик. Описания функциональных возможностей и архитектурных разделов свидетельствуют о том, что UPF является высокоэффективным элементом сети 5G, который играет решающее значение.

Нарезка сетей (*от англ. Network Slicing*), безусловно, является одной из самых обсуждаемых технологий в настоящее время. Эта технология позволяет операторам «нарезать» одну физическую сеть на множество виртуальных сквозных сетей (E2E), каждая из которых изолирована от сетевых и транспортных устройств и сетей доступа и

предназначена для различных видов услуг с различными функциями и требованиями QoS. В этом случае для каждого среза выделяются ресурсы, например, в рамках виртуализации сетевых функций (NFV), программно-определяемых сетей (SDN), облачных вычислений, пропускной способности сети, QoS [6] и т. д. Для каждого среза сети гарантируется изоляция и выделенные ресурсы, такие как ресурсы внутри виртуализированных серверов, пропускная способность сети и QoS. Предлагаемая структура способна обеспечить логические выделенные сети на основе общей инфраструктуры и поддерживает операторов в предоставлении новых услуг.

NFV [7] является необходимым условием для реализации сетевых срезов. Сетевая функция (*от англ. Network Function*) устанавливается на виртуальные машины, развернутые на серверах. Затем виртуализированные сетевые функции (VNF) могут быть развернуты в MEC (*от англ. Mobile Edge Core*) или MCC (*от англ. Mobile Cloud Core*) в зависимости от типов сервисов [8, 9]. Контроллер SDN выполняет подготовку маршрутизаторов в сети для создания туннелей SDN (т. е. виртуальных частных сетей – VPN) для различных срезов и управления VNF в облаках. Следовательно, операторы могут настраивать срезы сети так, как они хотят.

Предлагаемая структура может обеспечить более гибкое оркестрирование (т. е. управление) сетевых функций для получения лучшей производительности системы, удовлетворяющей разнообразным требованиям пользователей. Благодаря разделению сетевых элементов на более простые сетевые функции и объединению с SDN и NFV предлагаемая структура управления позволяет мобильным операторам осуществлять более детализированные подходы к управлению сетями.

В предлагаемой структуре поддерживается динамическое управление сервисами. В эпоху 5G не только типы трафика разнообразны, но и требования к ресурсам каждого сценария динамически меняются с течением времени и разнообразны среди различных пользователей. Следовательно, мобильные операторы должны иметь службы, которые могут быть запущены для определенного типа данных. Количество сервисов и порядок их применения зависят от трафика и пользователей. Мы можем использовать логический централизованный контроллер, и сетевой трафик сможет проходить через необходимые сетевые функции для реализации обслуживания. Кроме того, сервисы могут управляться динамически, чтобы соответствовать изменяющимся требованиям пользователей.

Оркестрирование сетевыми потоками динамично и зависит от типов трафика и политики, проводимой оператором сети. В результате предложенная структура может обеспечить динамическую эксплуатацию и техническое обслуживание сети (O&M).

Кроме того, предлагаемая структура управления поддерживает гибкую и динамичную миграцию служб путем запуска или завершения связанных NVF. Контроллер SDN [10] будет делать выводы на основе текущего состояния сети (например, задержка, пропускная способность, QoS, «стоимость» и т. д.) и затем определять, следует ли делать изменение. Определяющий фактор миграции (MDF) определяется как относительная «стоимость» переноса услуг. MDF сервисного узла X является функцией задержки, доступной нагрузки, пропускной способности, «стоимости» и т. д. Если Y определяется как предыдущий элемент обслуживания (т. е. начальная точка миграции), то MDF может быть выражен как:

$$\text{MDF}(x) = \sum f(C_{\text{lat}}(x), C_{\text{load}}(x), C_{\text{band}}(x, y), C_{\text{pri}}(x)),$$

где $C_{\text{lat}}(x)$ – задержка передачи сервиса к узлу X ; $C_{\text{load}}(x)$ – емкость серверов в узле X ; $C_{\text{band}}(x, y)$ – максимальная доступная пропускная способность канала миграции; $C_{\text{pri}}(x)$ – это «стоимость» занятия серверных ресурсов [11].

Следовательно, мы можем получить матрицу Q , состоящую из определяющих факторов всех узлов обслуживания. Задав весовые коэффициенты для параметров и нормировав матрицу, мы можем получить относительную стоимость миграции к каждому узлу. Затем узел с минимальной стоимостью будет выбран в качестве обслуживающего.

Как видно, 5G может принести большую пользу с точки зрения поддержки приложений с жесткими требованиями к задержке, предоставления услуг с учетом местоположения и т. д. В предлагаемой структуре стратегия минимизации общей стоимости распределенной базовой сети 5G может быть реализована с помощью контроллера SDN путем оптимального определения количества активных UPF, распределения рабочей нагрузки между MEC и MCC [12, 13].

Чтобы исследовать проблему, мы предполагаем, что основная сеть 5G состоит из N узлов MEC и обслуживания в MCC для обслуживания J -типов запросов. Пограничные сервера расположены совместно с соответствующими базовыми станциями и сотрудничают с MCC для обработки задач пользователей. В этом случае мы можем рассчитать [14]:

1) *Энергетическую стоимость в MEC*. Предполагаем, что существует линейная зависимость между потреблением энергии и рабочей нагрузкой. Пусть x_{ij} обозначает скорость запросов приложения j , выделенного MEC i (в запросах в секунду). Следовательно, мы можем выразить энергетические затраты MEC с длительностью T через:

$$C^{\text{MEC}} = \sum_{i=0}^N \sum_{j=0}^J h_i a_i x_{i,j} T,$$

где $a_i > 0$ – заданный параметр, который связан с развертыванием MEC; h_i – коэффициент энергоёмкости.

2) *Задержку обработки в MEC*. Модель $M/M/1$ принята для оценки задержки обработки приложения j в MEC:

$$D_{i,j}^{\text{MEC}} = \frac{1}{w_{i,j} - x_{i,j}},$$

где w_{ij} – скорость обслуживания приложения j в MEC (в запросах/сек).

3) *Стоимость энергии в MCC*. Пусть $y_{i,j,m}$ будет скоростью запроса приложения j , выделенного из MEC i в узел MCC m (в запросах в секунду); $\mu_{j,m}$ – скорость обслуживания приложения j в узле m . Также необходимо выделить простаивающую мощность и пиковую мощность серверов для приложения j в узле m с помощью p_{idle} и p_{peak} , соответственно. Тогда стоимость энергии MCC можно оценить по:

$$C^{\text{MCC}} = \sum_{j=1}^J \sum_{m=1}^M h_m \left(c_{j,m} p_{\text{idle}} + (p_{\text{peak}} - p_{\text{idle}}) \frac{\sum_i y_{i,j,m}}{\mu_{j,m}} \right),$$

где $c_{j,m}$ – количество активных серверов для приложения j в m ; h_m – коэффициент энергоёмкости.

4) *Задержку обработки в MCC*. Модель $M/M/n$ принята для оценки задержки обработки приложения j в m :

$$D_{i,j}^{\text{MCC}} = \frac{1}{c_{j,m} \mu_{j,m} - \sum_i y_{i,j,m}} + \frac{1}{\mu_{j,m}}.$$

5) *Оценку пропускной способности сетей до-стуга*. Может быть выражена:

$$C^{\text{band}} = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^J \sum_{m=1}^M y_{ijm} s_j P_m,$$

где s_j – требуемая скорость для запроса от приложения j ; P_m – ресурсы, необходимые на обработку данного запроса.

6) *Коэффициент потерь в среде передачи*. Обозначим задержку в сети передачи, связанную с MEC i в центре обработки данных m , как $d_{i,m}$ (в мс). Тогда коэффициент потерь обозначим следующим образом:

$$C^{\text{delay}} = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^J \sum_{m=1}^M \varepsilon_m d_{i,m} y_{i,j,m} T,$$

где ε_m – ресурсы, необходимые для обеспечения данного коэффициента задержки.

Для корректной работы стоит учесть следующие пункты:

$$\begin{aligned} \min \quad & C^{\text{MEC}} + C^{\text{MCC}} + C^{\text{band}} + C^{\text{delay}}, \\ & D_{i,j}^{\text{MEC}} \leq t_j^{\text{max}}, \end{aligned}$$

$$l_{i,j} = x_{i,j} + \sum_{m=1}^M y_{i,j,m},$$

$$D_{i,m}^{MCC} \leq t_j^{\max},$$

$$0 \leq c_{j,m} \leq C_{j,m},$$

где $t_j^{\max}$ – максимально допустимая задержка для приложения j ; $l_{i,j}$ – определяет скоростные характеристики запроса, приходящего в МЕС; $C_{j,m}$ – общее число серверов обработки для приложения j .

Основываясь на приведенном выше моделировании и формулировке, разработан алгоритм распределения рабочей нагрузки для минимизации затрат на систему, который может быть реализован в предлагаемой структуре. В разработанном алгоритме контроллер SDN собирает параметры системы с серверов в МЕС и облачного центра обработки данных в МСС. И затем он решает проблему оптимизации ресурсов. Затем контроллер SDN разрабатывает оптимальную стратегию распределения рабочей нагрузки на основе результата и управляют ее в МЕС и МСС.

По итогам моделирования получились следующие результаты.

На рисунке 4 показана рабочая нагрузка, распределяемая между МЕС по мере увеличения h_i и изменения задержки. Очевидно, что для серверов МЕС выделяется больше рабочей нагрузки, когда коэффициент меньше. По мере увеличения h_i рабочая нагрузка в МЕС снижается до нуля. Как видно из рисунка, при том же значении h_i для МЕС выделяется больше нагрузки на обработку, когда МЕС ближе к пользователям, что уменьшает задержку среды передачи.

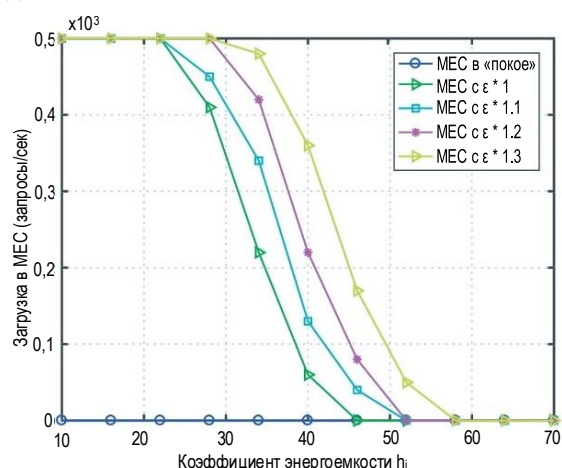


Рис. 4. Загрузка в МЕС

Fig. 4. MEC Workload

На рисунке 5 показана рабочая нагрузка, выделяемая МСС при увеличении h_i . Из рисунка видно, что с увеличением коэффициента h_i в МСС обрабатывается больше рабочей нагрузки. Кроме того, при том же значении h_i для МСС выделяется меньше нагрузки, когда задержка в среде передачи выше, а рабочая нагрузка при обработке в МЕС снижается.

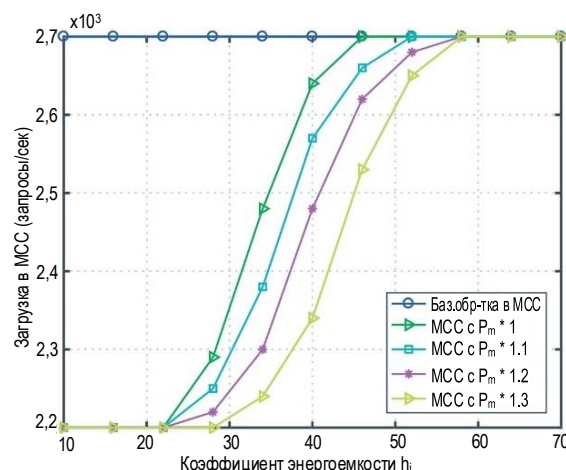


Рис. 5. Загрузка в МСС

Fig. 5. MCC Workload

То есть из приведенных выше графиков можно сделать вывод, что для оптимальной работы системы МЕС коэффициент h_i должен быть равен 35–40, чтобы обеспечить загрузку системы на 50 % от максимально возможной обрабатываемой нагрузки одним узлом, что позволит проводить дальнейшее распределение трафика на сети, которая может содержать несколько МЕС-узлов. То же значение h_i должно быть и для МСС-систем, чтобы обеспечить оптимальную работу системы.

Заключение

В данной работе представлен анализ сетей 4G и 5G, которые рассматриваются как перспективная архитектура для повышения гибкости, масштабируемости и развертываемости традиционной базовой сети и предоставления индивидуальных услуг для различных требований. Наряду с очень большой емкостью, высокой плотностью соединений и сверхвысокой надежностью, сети 5G должны будут поддерживать сверхнизкую задержку. Для достижения этой низкой задержки необходимо произвести радикальные изменения: кэширование для достижения, использование коротких кадров/пакетов, новые формы сигналов, методы множественного доступа и другие методы.

С другой стороны, сетевые архитектуры SDN, NFV и МЕС также рассматриваются как элементы достижения требований к низкой задержке в 5G. Новая базовая сеть обеспечит разнообразные преимущества, такие как функциональность распределенной сети, независимость программной платформы от аппаратной и отделение плоскости данных от плоскости программного обеспечения, что поможет снизить задержку. В сочетании с SDN и NFV предлагаемая структура сети может обеспечить распределенное развертывание сетевых функций, гарантированное обслуживание, гибкое оркестрирование сетевых функций и оптимальное распределение рабочей нагрузки.

Список используемых источников

1. Рыжков А.Е., Сиверс М.А., Бабкин А.С., Пыленок А.М., Трофимов А.П. Сети стандарта LTE. Развитие технологий радиодоступа. СПб: СПбГУТ, 2015. 256 с.
2. Goldstein A.B., Zarubin A.A., Onufrienko A.V., Elagin V.S., Belozertsev I.A. Synchronization of delay for OTT services in LTE // Proceedings of the International Conference on Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO, Minsk, Belarus, 4–5 July 2018). IEEE, 2018. DOI:10.1109/SYNCHROINFO.2018.8456944
3. Rec. ITU-R M.2083-0 (09/2015) IMT vision: Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond.
4. 3GPP TS 23.203 Policies and Charging control architecture; Stage 2: 3GPP Portal. URL: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=810> (дата обращения 21.03.2022)
5. 3GPP TS 23.501; System architecture for the 5G system; Stage 2: 3GPP Portal. URL: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3144> (дата обращения 21.03.2022)
6. Elagin V.S., Belozertsev I.A., Goldshtein B.S., Onufrienko A.V., Vladiko A.G. Models of QoE ensuring for OTT services // Proceedings of the International Conference on Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications (SOSG 2019, Moscow, Russia, 20–21 March 2019). IEEE, 2019. P. 8706748. DOI:10.1109/SOSG.2019.8706748
7. ETSI GR NFV 003 V1.6.1 (2021-03) Network Functions Virtualisation (NFV); Terminology for Main Concepts in NFV. URL: https://docbox.etsi.org/ISG/NFV/open/Publications_pdf/Specs-Reports/NFV%20003v1.6.1%20-%20GR%20-%20Terminology.pdf (дата обращения 21.03.2022)
8. Goldstein A.B., Belozertsev I.A., Elagin V.S., Spirikina A.V. Providing QoS for OTT Services in Communication Networks // Proceedings of the International Conference on Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications (Moscow, Russia, 19–20 March 2020). IEEE, 2020. DOI:10.1109/IEEECONF48371.2020.9078633
9. Bhardwaj K., Sreepathy S., Gavrilovska A., Schwan K. ECC: Edge cloud composites // Proceedings of the International Conference on Mobile Cloud Computing, Services, and Engineering (MobileCloud 2014, Oxford, UK, 8–11 April 2014). IEEE, 2014. PP. 38–47. DOI:10.1109/MobileCloud.2014.18
10. Мухизи С., Парамонов А.И. Метод классификации и приоритизации трафика в программно-конфигурируемых сетях // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 1. С. 64–70. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-1-64-70
11. ETSI GS MEC 002 V2.1.1 (2018-10) Multi-access Edge Computing (MEC). Phase 2: Use Cases and Requirements. URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_gs/mec/001_099/002/02.01.01_60/gs_mec002v020101p.pdf (дата обращения 21.03.2022)
12. Chen X., Jiao L., Li W., Fu X. Efficient Multi-User Computation Offloading for Mobile-Edge Cloud Computing // IEEE/ACM Transactions on Networking. 2016. Vol. 24. Iss. 5. PP. 2795–2808. DOI:10.1109/TNET.2015.2487344
13. Barbarossa S., Sardellitti S., Lorenzo P.D. Communicating While Computing: Distributed mobile cloud computing over 5G heterogeneous networks // IEEE Signal Processing Magazine. 2014. Vol. 31. Iss. 6. PP. 45–55. DOI:10.1109/MSP.2014.2334709
14. Кучерявый А.Е., Махмуд О.А., Парамонов А.И. Метод маршрутизации трафика в сети Интернета Вещей на основе минимума вероятности коллизий // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 3. С. 37–44. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-3-37-44

* * *

From the Fourth Generation to the Fifth: Virtualization, Software-Defined Networks and Mobile Edge Computing

I. Belozertsev¹ 

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

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-66-72

Received 17th February 2022

Revised 20th March 2022

Accepted 21st March 2022

For citation: Belozertsev I. From the Fourth Generation to the Fifth: Virtualization, Software-Defined Networks and Mobile Edge Computing. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(1):66–72. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-66-72

Abstract: With the increasing demands for mobility and guaranteed quality, new technologies with new capabilities, such as 4G and 5G networks, have appeared to meet the needs of users. Indeed, 4G networks are constantly striving to improve the services offered and guarantee a certain level of quality of service (QoS). The 5G standard promises ultra-fast speeds and an end to congestion in mobile networks. This technology is expected to revolutionize mobile networks and create new economic opportunities. In this context, the purpose of this article is a detailed comparison of 4G and 5G technologies. Thus, we outline the various characteristics of 4G systems, that is, their contribution and their behavior in terms of maintaining QoS. We will also evaluate the efficiency of virtualization and mobile edge computing in modern networks.

Keywords: mobile edge computing, fifth-generation networks, low latency, network architecture.

References

1. Ryzhkov A.E., Sivers M.A., Babkin A.S., Pylenok A.M., Trofimov A.P. *LTE Networks. Development of Radio Access Technologies*. St. Petersburg: The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2015. 256 p. (in Russ.)
2. Goldstein A.B., Zarubin A.A., Onufrienko A.V., Elagin V.S., Belozertsev I.A. Synchronization of delay for OTT services in LTE. *Proceedings of the International Conferences on Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, SYNCHROINFO*, 4–5 July 2018, Minsk, Belarus. IEEE; 2018. DOI:10.1109/SYNCHROINFO.2018.8456944
3. Rec. ITU-R M.2083-0 (09/2015) *IMT vision: Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond*.
4. 3GPP Portal. 3GPP TS 23.203 Policies and Charging control architecture; Stage 2: 3GPP Portal. Available from: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=810> [Accessed 21th March 2022]
5. 3GPP Portal 3GPP TS 23.501; System architecture for the 5G system; Stage 2: 3GPP Portal. Available from: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3144> [Accessed 21th March 2022]
6. Elagin V.S., Belozertsev I.A., Goldshtein B.S., Onufrienko A.V., Vladyko A.G. Models of QoE ensuring for OTT services. *Proceedings of the International Conferences on Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, SOSG 2019*, 20–21 March 2019, Moscow, Russia. IEEE; 2019. P. 8706748. DOI:10.1109/SOSG.2019.8706748
7. ETSI GR NFV 003 V1.6.1 (2021-03) *Network Functions Virtualisation (NFV); Terminology for Main Concepts in NFV*. Available from: https://docbox.etsi.org/ISG/NFV/open/Publications_pdf/Specs-Reports/NFV%20003v1.6.1%20-%20GR%20-%20Terminology.pdf [Accessed 21th March 2022]
8. Goldstein A.B., Belozertsev I.A., Elagin V.S., Spirkina A.V. Providing QoS for OTT Services in Communication Networks. *Proceedings of the International Conferences on Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, 19–20 March 2020 Moscow, Russia. IEEE; 2020. DOI:10.1109/IEEECONF48371.2020.9078633
9. Bhardwaj K., Sreepathy S., Gavrilovska A., Schwan K. ECC: Edge cloud composites. *Proceedings of the International Conference on Mobile Cloud Computing, Services, and Engineering, MobileCloud 2014*, 8–11 April 2014, Oxford, UK. IEEE; 2014. p.38–47. DOI:10.1109/MobileCloud.2014.18
10. Muhizi S., Paramonov A. A Traffic Classification and Prioritization Model in Software-Defined Networks. *Proc. of Telecom. Universities*. 2019;5(1):64–70. (In Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-1-64-70
11. ETSI GS MEC 002 V2.1.1 (2018-10) *Multi-access Edge Computing (MEC). Phase 2: Use Cases and Requirements*. Available from https://www.etsi.org/deliver/etsi_gs/mec/001_099/002/02.01.01_60/gs_mec002v020101p.pdf [Accessed 21th March 2022]
12. Chen X., Jiao L., Li W., Fu X. Efficient Multi-User Computation Offloading for Mobile-Edge Cloud Computing. *IEEE/ACM Transactions on Networking*. 2016;24(5):2795–2808. DOI:10.1109/TNET.2015.2487344
13. Barbarossa S., Sardellitti S., Lorenzo P.D. Communicating While Computing: Distributed mobile cloud computing over 5G heterogeneous networks. *IEEE Signal Processing Magazine*. 2014;31(6):45–55. DOI:10.1109/MSP.2014.2334709
14. Koucheryavy A., Mahmood O.A., Paramonov A. Traffic Routing Method for the Internet of Things Based on the Minimum of Collisions Probability. *Proc. of Telecom. Universities*. 2019;5(3):37–44. (In Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-3-37-44

Сведения об авторе:

БЕЛОЗЕРЦЕВ
Илья Алексеевич

аспирант кафедры инфокоммуникационных систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,

ilya.belozercev@outlook.com

 <https://orcid.org/0000-0001-5325-3077>

Сравнительный анализ методов управления сетевыми ресурсами в сетях SDN

Ю.С. Дмитриева¹

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

*Адрес для переписки: dmitrieva_spbgut@bk.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 08.02.2022

Поступила после рецензирования 02.03.2022

Принята к публикации 05.03.2022

Ссылка для цитирования: Дмитриева Ю.С. Сравнительный анализ методов управления сетевыми ресурсами в сетях SDN // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 1. С. 73–83. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-73-83

Аннотация: Статья посвящена анализу методов управления сетевыми ресурсами в сетях SDN. В интересах этого выполнен обзор научных работ российских и зарубежных авторов для выявления применяемых в них решений, а также их достоинств и недостатков. Методы, освещенные в научных статьях, систематизированы по следующим критериям: год публикации, уровень применимости метода (физический, логический, сетевой), наличие математической модели, режим балансировки нагрузки относительно времени инцидента, решаемый круг задач, степень исследования (теоретическое, экспериментальное, практическое). На основании анализа результатов обзора сделан вывод о неудовлетворительности решений, а также о необходимости рассмотрения новой технологии IBN, охватывающей широкую область применения и работающей превентивно на всех уровнях SDN.

Ключевые слова: SDN, QoS, OpenFlow, IBN, балансировка нагрузки, сравнительный анализ.

Введение

В условиях развития информационно-коммуникационных технологий [1] требуется передача большого объема гетерогенной информации; как результат, растет и нагрузка на сеть [2]. Классическая маршрутизация не справляется с ростом расходования трафика со стороны потребителей информационных услуг. В интересах этого была разработана специальная концепция передачи данных – программно-конфигурируемая сеть (SDN, аббр. от англ. Software-Defined Networking), которая открыла новую эру для разработки стратегий, стандартов и архитектур управления сетевыми ресурсами. Однако на текущий момент и она оказалась недостаточно эффективной, о чем свидетельствует, например, уязвимость сети из-за наличия в ней контроллера SDN – единой точки отказа, при выходе из строя которого происходит потеря работоспособности всей сети [3]. Как результат, совершенствование SDN-решений остается актуальной задачей.

Одним из основных методологических подходов по совершенствованию любых решений является анализ их теоретических и практических реализа-

ций, выявление недостатков, определение достоинств. Как результат, будет возможен синтез новых решений, качественно отличных от существующих. Таким образом, главной причиной проведения данного исследования является необходимость определения слабостей существующих решений и поиска возможностей по созданию новых, более эффективных. Первым же шагом должен стать обзор научных публикаций российских и зарубежных ученых на предмет применяемых техник управления сетевыми ресурсами на базе SDN.

Далее будет произведен обзор статей, посвященных различным способам управления потоками в сетях SDN с систематизацией их характеристик, что позволит произвести категориальное сравнение методов на предмет присущих им слабостей. Затем, в случае невозможности модернизации существующих решений, можно будет сформулировать основные положения для собственного метода, не только лишенного недостатков предыдущих, но и обладающего их преимуществами. Целью же исследования является формирование представления о текущем состоянии дел в области SDN с позиции эффективности решения задач управления сетевыми ресурсами.

Обзор релевантных работ

Для получения представления о проработанности предметной области выполним статистическое исследование количества статей по критерию «балансировка нагрузки в сети SDN» в поисковой системе Google Scholar. Полученная закономерность распределения публикаций по годам представлена на рисунке 1.

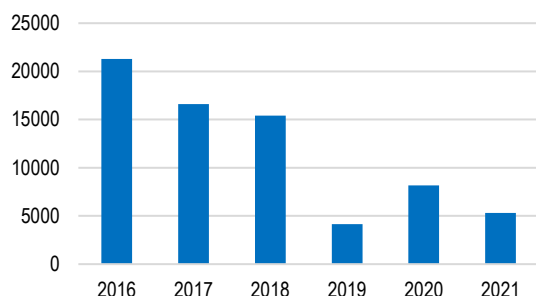


Рис. 1. Количество публикаций по годам (по данным поисковой системы Google Scholar)

Fig.1. Number of Publications by Year According to the Google Scholar Search Engine

Анализ хронологии публикаций статей (см. рисунок 1) позволяет сделать выводы, что распределение имеет условно неизменную тенденцию (поскольку в разные года количество статей имело как высокие, так и низкие значения). Это можно объяснить тем, что интерес к управлению сетевыми ресурсами в сетях SDN в части балансировки нагрузки является переменным. Можно предположить, что это связано с низкой оптимальностью передаваемых решений.

Произведем обзор релевантных работ, посвященных вопросам управления ресурсами в сетях SDN, на предмет используемых для этого авторами методов и алгоритмов балансировки нагрузки.

В работе [4] рассмотрен алгоритм, распределяющий различные типы ресурсов транспортной реконфигурируемой пакетной сети между поступающими на обслуживание потоками пакетов из расчетных процедур, при этом процесс информационного обмена на уровне IP-сети представлен с помощью математической модели системы массового обслуживания (СМО). Общий алгоритм управления ресурсами транспортной SDN состоит из двух этапов: 1) распределение виртуальных канальных ресурсов; 2) формирование требований к виртуальной топологии и распределение оптических ресурсов сети связи. Критерием оптимальности управления ресурсами оптических сетей выбрана минимизация суммарного потребления сетью электроэнергии.

А.С. Волков и соавт. в статье [5] представляют метод управления ресурсами SDN с учетом поочередности. Данный метод основан на математическом аппарате СМО и состоит из следующих этапов: перенаправление пакетов к контроллеру и их обработка, передача OpenFlow обработанных па-

кетов к коммутатору. Приводится модель процесса информационного обмена в виде системы уравнений и неравенств. При введении дополнительных ограничений по требованиям QoS (аббр. от англ. Quality of Service – качество обслуживания) возможно разбиение данной задачи на несколько подзадач верхнего уровня виртуальной топологии IP-сети: 1) распределения сетевыми и вычислительными ресурсами; 2) формирования требований к виртуальной топологии в виде задачи минимизации; 3) формирования виртуальной топологии на основе требований к количеству световых путей между парами коммутаторов и пропускными способностями световых путей.

Алгоритм механизма многоуровневой очереди (MQ, аббр. от англ. Multilevel Queue), обеспечивающий совместное использование ресурсов контроллера с несколькими уровнями очередей, которые могут динамически расширяться и агрегироваться в зависимости от загруженности сети, рассматривается М.Ю. Рытовым, Р.Ю. Калашниковым и А.А. Гореловым в [6]. Предлагаемый авторским коллективом подход оценивается путем сравнения его с базовым контроллером SDN; проведенное ими моделирование обосновывает необходимость его применения для улучшения использования пропускной способности канала при решении широкого круга задач.

Б.М. Данешманд в [7] представил результаты проведенного анализа двух методов QoS. Первый метод основан на протоколе OpenFlow, который объединяет две характеристики: уникальный контроллер и простые устройства, что приводит к проблемам надежности и масштабируемости. Также существует проблема несогласованности между контроллерами (проблема консенсуса), их размещения и протокола связи, планирования нескольких контроллеров и т. д. Второй основан на контроллерах с открытым исходным кодом SDN. Здесь приводится описание QoS трех контроллеров SDN (OpenDaylight, ONOS и Floodlight) и концепция трех общих услуг 5G с характеристиками производительности. Проблема второго метода – параметры программирования. В работе показаны факторы, удовлетворение которых способствует выполнению требований QoS: уменьшенная задержка, повышенная экономическая эффективность, сокращенное время создания сервиса, высокая скорость передачи данных, высокая возможность подключения, повышенная мобильность, снижение потребления энергии, сверхнадежность. Дополнительно проанализированы и параметры для улучшения QoS в сети следующего поколения: пропускная способность, задержка, джиттер и потери.

Задача виртуализации или абстрагирования транспортных ресурсов SDN с помощью разработки драйвера внутри контроллера для адаптации интерфейса к конкретным типам оборудования,

используя протокол NETCONF, решается в работе [8]. Рассмотрена транспортная SDN – подмножество архитектуры SDN, которая включает в себя расширения абстракций, интерфейсов, протоколов и элементов плоскости управления для преодоления особенностей транспортных сетей и ограничений, связанных с использованием OpenFlow.

В статье А.Д. Агеева и соавт. [9] предлагается алгоритм динамической организации и классификации потоков в мультисервисной SDN-сети. Алгоритм состоит из трех этапов: сбор статистических сведений; обработка результатов и классификация потоков; принятие решений по результатам второго этапа и реализация механизмов управления трафиком. Первый этап выполняется с применением протокола OpenFlow, на втором этапе используется приложение для выполнения математических операций расчета и методы Machine Learning и третий этап проводится с использованием существующих протоколов управления сетью.

Доклад Б. Ибрагимова и В. Керимова на Международной конференции [10] посвящен одному из подходов к решению задачи исследования и оценки ресурсов в мультисервисных сетях связи (МСС) будущего поколения FN (*аббр. от англ. Future Network*). Авторы предложили математическую модель для оценки вероятностно-временных характеристик МСС, использующих концепцию единого инфокоммуникационного пространства при оказании мультимедийных услуг. Особенности программно-аппаратных средств сетей SDN, платформы IMS (*аббр. от англ. IP Multimedia Subsystem*) и технологий NFV (*аббр. от англ. Network Functions Virtualization*), которые позволяют более точно учесть телекоммуникационные процессы, протекающие в исследуемой единой многооператорской инфраструктуре МСС будущего поколения FN, были описаны при помощи целевых функций. Оценка показателей математической модели и вероятностно-временных характеристик производилась на основе многолинейных СМО.

В.С. Елагин в [11] представил математическую модель динамического контентозависимого алгоритма балансировки нагрузки в сетях центров обработки данных (ЦОД) с модифицированной обратной связью, учитывающего тип запроса и динамическое состояние сервера. Сеть ЦОД представлена в виде открытой СМО. Для эффективной работы разработанного алгоритма необходимо обеспечить мониторинг состояния серверов с помощью адаптивного алгоритма мониторинга. В результате расчета обеспечивается динамическое распределение нагрузки по серверам в каждом цикле.

Авторский коллектив из СПбГУТ в [12] синтезировал модель сети с применением программного средства mininet и топологии на базе VND (*аббр. от*

англ. Visual Network Description) и проанализировал сетевой трафик при помощи Wireshark. В статье произведена оценка параметра Херста, для чего применяется метод анализа изменения дисперсии. По результатам проведенных экспериментов предлагается использовать поле в IP-заголовке пакетов, а также обоснована быстрая реакция SDN-контроллеров с высокой скоростью (от 100 мкс до 1 мс). Особенностью исследования является проведение тестирования на базе университетской сети Wi-Fi.

Создание SDN-балансировщика нагрузки для устройств защищенных сетей, его архитектура и программное обеспечение описаны в исследовании О.Ю. Гузева и И.В. Чижова [13]. Алгоритм балансировки нагрузки реализован на языке программирования Java в виде модуля для контроллера SDN с открытым исходным кодом (имеющим название Beacon). Авторы провели эксперименты по балансировке нагрузки на устройствах для защищенных сетей: L3-криптошлюз, Transport Layer Security (TLS) – криптошлюз, Intrusion Detection System (IDS). Во всех экспериментах применялся унифицированный алгоритм балансировки, использующий весовые коэффициенты каналов. Анализ трафика при помощи Wireshark после балансировки демонстрирует отсутствие «разорванных» TCP-сессий, что свидетельствует о корректном распределении потоков трафика.

Эти же авторы в работе [14] решают задачу балансировки нагрузки на криптографические маршрутизаторы, предназначенные для защиты каналов связи между центрами обработки данных, объединенными в единый «эластичный» ЦОД. Для решения поставленной задачи они применяют способ, основанный на технологии использования SDN. К достоинствам рассмотренного метода относятся следующие: упрощение настройки криптографического оборудования, отказоустойчивость связи при потере криптографического узла в одном ЦОД, независимость от используемого протокола криптографической защиты сетевого уровня.

В статье [15] разработана имитационная модель с требуемыми параметрами SLA (*аббр. от англ. Service Level Agreement*), рассчитаны новые индикаторы. При выходе показателей SLA за пределы допустимых значений выполняется расчет новых значений индикаторов SLA, для предотвращения изменения их значений реализуется перераспределение ресурсов сети. Применяется методология моделирования динамики дискретных систем, в основе которой лежит граф раскрашенных сетей Петри. Ликвидируется отрицательное влияние инцидентов и проблем на реализацию услуг. Корректировка характеристик сети осуществляется в соответствии с договором об уровне обслуживания SLA.

В работе В.Н. Пашкова [16] рассмотрен основной способ достижения отказоустойчивости – резервирование ресурсов в контуре управления, состоящего из коммутаторов и потоков данных. Автором предложен проактивный алгоритм распределения управления коммутаторами между контроллерами с учетом резервирования и алгоритм балансировки нагрузки между контроллерами и описаны механизмы обнаружения и восстановления управления РПУ (*аббр. от* Распределенная платформа управления) SDN. В случае одиночного отказа контроллера РПУ или перегрузки контроллера управление сетью восстанавливается за счет его перераспределения коммутаторами между оставшимися функционирующими контроллерами. Проактивный алгоритм выбора резервных контроллеров для каждого коммутатора позволяет минимизировать время восстановления в случае сбоя одного контроллера. Алгоритм балансировки нагрузки контроллеров РПУ предотвращает перегрузку контроллеров платформы. Эти алгоритмы являются частью сервиса восстановления для каждого РПУ SDN.

Решение проблемы масштабируемости сети при использовании одиночного контроллера приводится израильскими учеными Х. Суфиевым и Ю. Хаддадом в [17]. Предложено несколько контроллеров для управления сетью WAN (*аббр. от англ.* Wide-Area Network), но балансировка нагрузки между несколькими контроллерами становится проблематичной. Согласно авторской концепции, при обнаружении перегруженного кластера контроллер SC (*аббр. от англ.* SuperController) запускает алгоритм разделения контроллеров RCs (*аббр. от англ.* RegularControllers) на кластеры и обновляет векторы кластеров CV (*аббр. от англ.* ClusterVector) контроллеров RCs.

В работе Х. Суфиева и соавт. [18] описан подход к решению проблемы балансировки нагрузки в плоскости управления SDN. Многоуровневая архитектура плоскости управления, адаптированная к переменной нагрузке трафика, динамически обеспечивает ее балансировку. Основной компонент сети SDN – SC. Для оптимального распределения нагрузки между кластерами необходимо минимизировать нагрузку в наиболее загруженном кластере. Используется архитектура DCF (*аббр. от англ.* Dynamic Cluster Flow), которая разделяет контроллеры на кластеры. В интересах реакции на изменения условий сети авторы предложили состоящий из двух этапов алгоритм повторной кластеризации динамических контроллеров (*от англ.* Dynamic Controllers Clustering). На первом этапе решается проблема К-центра (*от англ.* K-Center problem). На втором, для минимизации разницы нагрузки между кластерами, на основе теории игр разрабатывается правило обмена контроллерами между кластерами. В ходе исследования выполнено моделирование сети с несколькими кластерами

и одним SC с использованием симулятора в среде Visual Studio .Net. Цель моделирования – показать, что алгоритм кластеризации динамических контроллеров обеспечивает лучшие результаты (по показателям: соответствие разностной границе и количеству замен), чем метод фиксированной кластеризации.

На Международной конференции ICUFN '2019 был представлен доклад [19], в котором Aly W.H.F. (исследователь из Американского университета Ближнего Востока в Кувейте) предложил алгоритм балансировки нагрузки с использованием контроллера адаптивной балансировки нагрузки (CALB, *аббр. от англ.* Controller Adaptive Load Balancing): выбора главного контроллера и метода миграции коммутаторов. CALB динамически адаптирует нагрузку на главном контроллере на основе текущей нагрузки на каждом подчиненном контроллере. Используется пул для назначения контроллеров на основе информации об их применении. Эта информация полезна для балансировки нагрузки и снижения энергопотребления путем переноса коммутаторов с перегруженных контроллеров на недогруженные. CALB учитывает задержку между коммутаторами и связанными с ними подчиненными контроллерами, чтобы минимизировать время отклика. CALB предполагает, что к нему подключены главный контроллер и n подчиненных контроллеров. Для моделирования используется эмулятор mininet, контроллер Floodlight, коммутатор OpenFlow.

В статье этого же автора [20] обосновывается применение модели адаптивной балансировки нагрузки универсального контроллера (GCALB, *аббр. от англ.* Generic Controller Adaptive Load Balancing) для SDN; в этом случае GCALB адаптирует нагрузку между подчиненными контроллерами. GCALB сравнивается с двумя эталонными алгоритмами: HyperFlow и повышенной отказоустойчивости контроллера (ECFT, *аббр. от англ.* Enhanced Controller Fault Tolerant).

Первый заключается в том, что подчиненные контроллеры контролируют работоспособность главного. При его отключении ведомый контроллер выбирает ему замену из дополнительного списка, который составляется на основе текущего состояния, измеряемого на каждом ведомом контроллере, и который определяется оставшейся емкостью и скоростью потери данных.

Второй заключается в поддержании механизма отказоустойчивости. Были изучены две архитектуры: один ведущий контроллер с несколькими подчиненными контроллерами и несколько подчиненных контроллеров. Для каждого этапа моделирования экспериментов используется эмулятор mininet. Показатели пропускной способности и время отклика используются для измерения производительности.

Для обнаружения перегрузок, балансировки нагрузки и обеспечения качества обслуживания в статье ученых и специалистов из Мадрасского технологического института (Индия) [21] предлагается идея разделения фреймворка на модули. Введены параметры, определяющие качество сети: 1) пропускная способность; 2) задержки и надежность; 3) эффективная маршрутизация между узлами и каналами связи; 4) обработка различных требований QoS, не игнорируя при этом трафик пользователей с приоритетом. Для гарантии пропускной способности используется алгоритм с несколькими очередями, при котором очереди создаются для каждого интерфейса коммутаторов в сети. В целях обеспечения гарантий задержки используется алгоритм измерения задержки, основанный на аппарате СМО, и предложена процедура поиска подходящего пути с ограниченной задержкой. Чтобы гарантировать надежность обслуживания, требуется создать механизмы восстановления после сбоев. В этой работе предложен упреждающий подход, использующий группу быстрого переключения коммутаторов. Для балансировки нагрузки применяется улучшенный алгоритм с условием непересекающихся узлов. При одновременной передаче трафика по нескольким маршрутам количество потерянных пакетов уменьшается на 98,8 %.

Индийские ученые Б.Р. Килли, С.В. Рао в своем исследовании [22] применяют алгоритмическую модель размещения контроллера с балансировкой нагрузки (LBSP, *аббр. от англ.* Load Balanced Controller Placement), основная идея которого состоит в том, чтобы разделить глобальную сеть (WAN) на несколько доменов и выбрать контроллер для каждого домена, при выполнении условия, что назначенное каждому контроллеру количество коммутаторов должно быть больше минимального значения. Цель LBSP – свести к минимуму максимальный дисбаланс нагрузки. Алгоритм тестировался на сетях Chinanet и Interoute. Результаты показали, что LBSP-алгоритм превосходит существующие решения по размещению контроллеров для WAN по параметрам дисбаланса нагрузки и задержки между контроллерами без влияния на отклонения и среднюю задержку, оказываемую коммутатором на контроллер.

В [23] предложена основанная на OpenFlow стратегия балансировки нагрузки для ЦОД, которая определяет потоки т. н. «Elephant» (сеансы передачи данных, занимающие значительные объемы пропускной способности сети) и реализует схемы маршрутизации с различными типами потоков для достижения высокой пропускной способности сети на основе графов. Предложенный китайскими исследователями Х. Ши, И. Ли, Г. Хе, Т. Янг, Л. Жанг, П. Лю, Г. Жанг и З. Лианг способ балансировки нагрузки сравнивается со стратегией равноценной многопутевой маршрутизации

ECMP (*аббр. от англ.* Equal-Cost Multi-Path). Моделирование, проведенное на испытательном стенде mininet с контроллером POX, показало, что можно эффективно уменьшить перегрузку сети и улучшить ее использование по сравнению с ECMP.

Алгоритм балансировки нагрузки Nayan Seth сети SDN, увеличивающий пропускную способность и скорость передачи, предотвращающий потери пакетов и задержку при выходе из строя коммутатора, описан в статье исследователей из Технологического университета KLE В. Элигара и соавт. [24]. Его тестирование было реализовано на испытательном стенде под Linux mininet, а в качестве контроллера SDN была применена платформа OpenDaylight (ODL) с открытым исходным кодом. Этот алгоритм написан на языке программирования Python. Wireshark и iPerf использовались для тестирования производительности сети до и после его запуска. Применение алгоритма в небольших сетях улучшило показатели сети, а в больших сетях – увеличило потери пакетов и дрожание.

Доклад ученых университета индийского штата Пенджаб С. Каура, К. Кумара, Дж. Сингха, Н.С. Гуммана на международной конференции по информатике [25] посвящен стратегии циклической балансировки нагрузки «Round-Robin» и ее сравнению с уже реализованной случайной стратегией с использованием коммутатора Open-Flow, подключенного к контроллеру POX. Сделан вывод о необходимости распределения потоков между серверами и обеспечивать использование всех серверов при условии одинакового объема клиентских запросов.

Их соотечественники из университета Тапара в своей статье [26] предлагают схему оптимизации нагрузки и обнаружения аномалий (LOADS, *аббр. от англ.* Load Optimization and Anomaly Detection Scheme). В LOADS вероятность выбора коммутатора определяется использованием двух параметров: расстояние от коммутатора до контроллера и отношение потребления ресурсов коммутатора к его контроллеру. Целевая функция алгоритма оптимизации нагрузки и обнаружения аномалий состоит в минимизации времени отклика всех контроллеров на плоскости управления. В LOADS, развернутой на уровне данных для классификации вредоносного и нормального трафика, разработан модуль обнаружения сетевых аномалий на основе потока IP. Чтобы устранить сетевую аномалию, LOADS использует политики контроля доступа поведения пользователя в сети. Предложенная схема оценивается на эмуляторе mininet с контроллером POX.

Стратегия балансировки нагрузки на основе нечеткой логики (LBSFL, *аббр. от англ.* Load Balancing Strategy Based On Fuzzy Logic), в которой сначала анализируется нечеткая функция принадлежности, влияющая на параметры производительности

нагрузки сервера, изложена в докладе китайских ученых Г. Ли, Т. Гао, З. Жанг и И. Чен [27]. Состояние нагрузки виртуального сервера оценивается с помощью нечеткой логики. Затем возможности централизованного управления контроллерами SDN для всей сети используются с целью мониторинга информации виртуального сервера в режиме реального времени и планирования его задач. При низкой общей нагрузке сервер с наименьшей нагрузкой переводится в спящий режим; при высокой общей нагрузке – перезапускается для экономии энергии или повышения производительности. Наконец, реализуется динамический баланс между общей нагрузкой, производительностью и энергопотреблением. Имитационные эксперименты в программном обеспечении с открытым исходным кодом mininet 2.0 показали, что предложенная стратегия повышает общую производительность сети, особенно при решении задач с интенсивной связью и использовании сети с высокой задержкой.

Механизм балансировки веб-нагрузки на основе статистики сервера (SD-WLB, *аббр. от англ.* An SDN-aided mechanism for Web Load Balancing based on server statistics), распределяющий веб-запросы на каждый сервер в соответствии с его временем отклика и объемом трафика соответствующего порта коммутатора, представлен в статье иранских ученых К. Солеиманзадех, М. Ахмади и М. Нассири [28]. Централизованный контроллер SDN периодически собирает эту информацию, чтобы поддерживать актуальное представление о распределении нагрузки между серверами, и входящие запросы пользователей перенаправляются на наиболее подходящий сервер. Моделирование производится с помощью эмулятора mininet.

Исследователи из Турции Б. Бабаигит и Б. Улу предлагают решение задачи балансировки нагрузки между серверами в сетях ЦОД с помощью методов машинного обучения (ML, *аббр. от англ.* Machine Learning) [29]. Формой ML является глубокое обучение (DL, *аббр. от англ.* Deep Learning), которое позволяет прогнозировать, классифицировать и принимать решения, обрабатывая большие объемы данных. Для обучения сети DL используются переменные значения нагрузки между связями. Время отклика для балансировки нагрузки сравнивается с временем отклика различных алгоритмов ML, таких как искусственная нейронная сеть, машина опорных векторов и логистическая регрессия.

Китайские исследователи Г. Жонг, И. Фанг и Й. Цуй в статье [30] рассмотрели эффективную схему балансировки нагрузки, основанную на времени отклика сервера (LBBSRT, *аббр. от англ.* Load Balancing Based on Server Response Time), за счет гибкости SDN. Используя время отклика для выбора сервера с минимальным или наиболее стабильным его значением, получают равномерно сбалансированные нагрузки на сервер.

Авторский коллектив из Аньхойского университета (Китай) описал в своей работе [31] изменение последствия среднего времени отклика клиентских запросов, т. е. времени зондирования (время исследования «серверной фермы» для получения доступа к данным сервера) с использованием концепции теории управления замкнутым контуром (LBBCLCT, *аббр. от англ.* Load Balancing Based on Closed Loop Control Theory). В LBBCLCT эффективность распределения запросов пользователей на наиболее подходящий сервер своевременно меняет сервер, даже когда трафик не согласован.

Индийские ученые Г. Баббар, С. Партгибан, Г. Радгакришнан и С. Раны в [32] синтезировали генетический алгоритм балансировки нагрузки (GLBA, *аббр. от англ.* Genetic Load Balancing Algorithm) в мультимедийных приложениях, реализованный на контроллере POX с помощью эмулятора mininet на языке Python. Алгоритм GLBA используется для расчета эффективности и результативности.

Стратегия надежного развертывания мультиконтроллеров с учетом баланса нагрузки (RLMD, *аббр. от англ.* Reliable and Load balance-aware Multi-controller Deployment) описана в [33]. Специалисты их Китайского национального центра цифровой коммутации разработали модель сети с несколькими контроллерами и определили соответствующие параметры для RLMD. После чего для реализации этой стратегии ими были написаны соответствующие алгоритмы. Алгоритм выбора размещения контроллера (CPS, *аббр. от англ.* Controller Placement Selection) для изучения надежных развертываний контроллеров взвешивает эффективность узлов и качество пути. С точки зрения достижения балансировки нагрузки между контроллерами был улучшен подход кластеризации K-center и разработан алгоритм множественного разделения домена (MDP, *аббр. от англ.* Multiple Domain Partition) для выбора коммутаторов в соответствии с эффективностью узла и скоростью балансировки нагрузки контроллера, что может реализовать разумное планирование домена. Эксперимент развернут с помощью эмулятора mininet.

Коллектив авторов из Бирмингемского городского университета предложил улучшенный алгоритм принятия решений о миграции коммутатора (ISMDA, *аббр. от англ.* an Improved Switch Migration Decision Algorithm), решающий сетевую проблему, когда входящая нагрузка является потоком данных [34]. В этом исследовании использован модуль балансировки платформы миграции коммутаторов, который иницируется на этапе дисбаланса нагрузки контроллера и выполняется на каждом контроллере. В алгоритме ISMDA вычисляется дисперсия и среднее состояние нагрузки контроллера для определения набора недогруженных контроллеров в сети. Построенная модель миграции использовалась одновременно как для определения

стоимости миграции, так и для оптимального выбора контроллера среди множества недогруженных контроллеров при вариации балансировки нагрузки. Сравнительный анализ производительности был реализован на базе таких показателей, как пропускная способность контроллера, время отклика, количество пространства для миграции и потери пакетов.

Произведем аналитический обзор работ по критериям, полученным из следующих соображений. Во-первых, методы должны быть сравнены по уровню их реализации в SDN, а также на теоретической базе (или наличию моделей). Во-вторых, все методы могут действовать с различной скоростью – не только борясь с последствиями нарушений в сетевой передаче, но и действуя превентивно. В-третьих, часть методов может иметь лишь частное применение, что снизит их использование для всех необходимых сценариев и областей. И, в-четвертых, методы могут считаться лишь теоретически существующими, поскольку в рассмотренных исследованиях не упоминаются какие-либо реальные эксперименты.

Таким образом, в качестве критериев выберем следующие:

К_1 – Уровень применимости методов со значениями согласно уровням SDN: физический (Ф), логический (Л), сетевой (С);

К_2 – Наличие математической модели со значениями: тип модели (классическая или авторская) или указание на ее отсутствие (–);

К_3 – Проактивный режим балансировки в виде времени реагирования: до момента инцидента (t_-), во время его наступления (t_0) и после него (t_+);

К_4 – Применимость, как возможность решения большого круга задач, со значениями: широкая (Ш), средняя (С) и узкая (У);

К_5 – Степень исследования со значениями: теория (Т), эксперимент (Э) и практическое решение (П).

Результаты сравнительного анализа представлены в таблице 1, где для К_2 введены следующие обозначения моделей: СМО* – оригинальная авторская модель на базе СМО, CPN (аббр. от англ. Coloured Petri Net) – модель графа раскрашенной сети Петри, К-СР – модель K-Center Problem, ТИ – модели из теории игр, ГМ* – оригинальная авторская модель на основе теории графов, RR – Round-robin.

Результаты сравнительного табличного анализа позволяют сделать следующие выводы.

Во-первых, согласно значению по К_1 при общем количестве исследований (31 работа) уровень применимости методов в основном сетевой (14 работ), меньше физический (11 работ); и лишь малая часть методов работает на логическом уровне (6 работ). Для наглядности вывода, гистограмма применимости методов представлена на рисунке 2 (цвет – желтый).

ТАБЛИЦА 1. Результаты сравнительного анализа методов балансировки трафика

TABLE 1. The Results of Traffic Balancing Methods Comparative Analysis

Ссылка	Год	К_1	К_2	К_3	К_4	К_5
[4]	2020	С	СМО	t_+	Ш	Э
[5]	2021	Ф	СМО*	t_+	Ш	Э
[6]	2021	Ф	MQ	t_+	Ш	Э
[7]	2021	Ф	–	t_0	Ш	Т
[8]	2019	Ф	–	t_-	Ш	Э
[9]	2017	Ф	–	t_+	Ш	Т
[10]	2018	С	СМО	t_+	Ш	Э
[11]	2017	С	СМО	t_0	Ш	Э
[12]	2017	С	–	t_-	Ш	Э
[13]	2018	Ф	–	t_+	У	П
[14]	2018	С	–	t_-	Ш	Э
[15]	2019	С	CPN	t_+	С	Э
[16]	2019	С	Автор.	t_+	У	Э
[17]	2016	Л	–	t_0	Ш	Т
[18]	2019	Л	К-СР, ТИ	t_+	Ш	Э
[19]	2019	Ф	–	t_0	С	Э
[20]	2019	С	GCALB	t_0	Ш	Э
[21]	2021	С	СМО	t_-	С	Э
[22]	2020	Л	LBCP	t_+	Ш	Э
[23]	2020	С	ГМ*	t_0	Ш	Э
[24]	2020	Ф	–	t_0	С	Э
[25]	2015	С	RR	t_+	Ш	Т
[26]	2019	Ф	LOADS	t_+	Ш	Э
[27]	2018	Ф	LBSFL	t_0	Ш	Э
[28]	2019	Ф	SD-WLB	t_+	Ш	Э
[29]	2021	Л	DL	t_-	Ш	Т
[30]	2017	С	LBBSRT	t_0	Ш	Т
[31]	2022	С	LBBCLECT	t_0	Ш	Э
[32]	2022	С	GLBA	t_+	У	Э
[33]	2018	Л	RLMD	t_0	Ш	Э
[34]	2020	Л	ISMDA	t_0	Ш	Э

Во-вторых, наиболее часто применяется математическая модель по критерию К_2, основанная на СМО – четыре работы, и отсутствует какая-либо математическая модель в девяти работах; во всех остальных рассмотренных работах авторы используют различные модели, включая оригинальные.

В-третьих, согласно значению по критерию К_3, наиболее часто методы применяются уже после возникновения (14 работ) или во время инцидента с перегрузкой сети (12 работ); реже балансировка нагрузки выполняется до момента наступления (5 работ). Распределение также представлено на рисунке 2 (цвет гистограммы – зеленый).

В-четвертых, по критерию K_4 не все методы могут применяться для большого круга задач. Наиболее актуальные из них охватывают узкий круг задач (23 работы) и средний круг (4 работы). Большая же часть методов используется для решения широкого круга задач – 15 работ (см. рисунок 2, цвет гистограммы – красный).

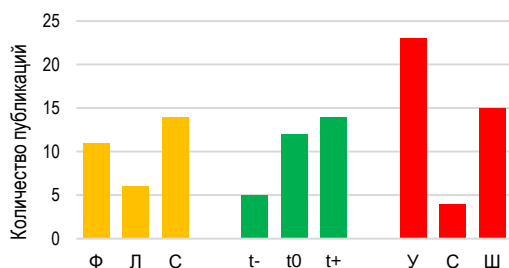


Рис. 2. Гистограмма значений критериев сравнительной оценки релевантных работ

Fig. 2. Histogram of criterion values for comparative evaluation of the corresponding works

И, в-пятых, большинство решений доведены до эксперимента по критерию K_5 (24 работы), но только один способ управления сетевыми ресурсами – до практической реализации, а в 6 работах ограничились лишь теоретическим исследованием. Таким образом, можно предположить, что практически все исследования не могут считаться полноценными, поскольку полученные результаты не были апробированы в рабочих условиях.

Исходя из сделанных выводов, можно говорить не только о недостаточности существующих решений, но и о практической невозможности их требующей модернизации. Таким образом, предлагается рассмотреть и провести исследования сети на основе намерений, обозначающего в зарубежной литературе, как IBN (аббр. от англ. Intent-Based Networks). В IBN реализован подход к автоматизированному управлению в соответствии с сетевыми

политиками. Возможна балансировка до момента наступления инцидента: способность рассчитывать поведение приложений и пользователей, обучаться и перенастраиваться в процессе эксплуатации.

В технологию IBN заложен механизм непрерывного отслеживания с автоматической перенастройкой для согласованности с заданными намерениями, что обеспечивает дополнительный уровень мониторинга сети. Основой этого механизма является система обратной связи, охватывающая автоматизацию на основе политик, сетевой аналитики и машинного обучения. Дополнительная информация, извлекаемая посредством контекстного анализа, помогает ускорить решение проблем в SDN и улучшить планирование ресурсов сети.

Выводы

В исследовании был проведен обзор научных работ на предмет различных методов по балансировке сетей SDN. Как результат, произведено сравнение предлагаемых решений по пяти критериям: уровень применимости, математическая модель, проактивность, круг применения и степень исследования. Исходя из сравнительного анализа работ, а также учитывая достоинства и недостатки описанных в них методов, сделано предположение, что качественное новое решение может быть найдено в сети на основе намерений, работающей на сетевом, логическом и физическом уровнях сети SDN до наступления инцидента. В такой сети можно непрерывно проверять соответствие между фактическим и ожидаемым состояниями сети с помощью мониторинга ключевых показателей эффективности сети в режиме реального времени, что позволит корректировать параметры сети для бесперебойной работы и обеспечения высокого качества передачи.

Список используемых источников

1. Measuring digital development. Facts and figures 2021: ITU. URL: <https://www.itu.int/en/ITU-D/Statistics/Pages/facts/default.aspx> (дата обращения 17.03.2022)
2. Kreutz D., Ramos F.M.V., Verissimo P.E., Rothenberg C.E., Azodolmolky S., Uhlig S. Software-Defined Networking: A Comprehensive Survey // Proceedings of the IEEE. 2015. Vol. 103. Iss. 1. PP. 14–76. DOI:10.1109/JPROC.2014.2371999
3. Панеш А.Х. Достоинства и недостатки программно-конфигурируемых компьютерных сетей // Вестник Адыгейского государственного университета. Серия 4: Естественно-математические и технические науки. 2016. № 3(186). С. 109–113.
4. Баскаков А.Е., Волков А.С. Алгоритм управления ресурсами транспортной программно-конфигурируемой сети связи // Труды МАИ. 2020. № 115. С. 6. DOI:10.34759/trd-2020-115-06
5. Волков А.С., Баскаков А.Е., Бахтин А.А., Горелик А.В. Метод управления ресурсами транспортной ПКС // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2021. Т. 12. № 2. С. 4–10.
6. Рытов М.Ю., Калашников Р.Ю., Горелов А.А. Применение механизма многоуровневой справедливой очереди для снижения ущерба от атак отказа в обслуживании в программно-конфигурируемых сетях // Информация и безопасность. 2021. Т. 24. № 2. С. 253–260. DOI:10.36622/VSTU.2021.24.2.009
7. Данешманд Б.М. Анализ и оценка эффективности методов обеспечения качества обслуживания программно-конфигурируемых сетей стандарта 5G/IMT-2020 // Russian Technological Journal. 2021. Т. 9. № 5. С. 14–25. DOI:10.32362/2500-316X-2021-9-5-14-25
8. Агеева А.Д., Бирюкова Н.В., Мошков В.В., Елагин В.С. Транспортные программно-конфигурируемые сети // Modern Science. 2019. № 12-4. С. 291–301.
9. Маньков В.А., Краснова И.А. Алгоритм динамической классификации потоков в мультисервисной SDN-сети // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Т. 11. № 12. С. 37–42.

10. Ибрагимов Б., Керимов В. Об одном подходе к оценке ресурсов в мультисервисных сетях связи на базе единого инфокоммуникационного пространства // XV Ежегодная Международная научно-техническая конференция «IT-Технологии: развитие и приложения» (Владикавказ, Россия, 12–14 декабря 2018). Владикавказ: Северо-Кавказский горно-металлургический институт (Государственный технологический университет), 2018. С. 283–293.
11. Елагин В.С. Динамическое управление нагрузкой в программно-конфигурируемых сетях // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 3. 60–67.
12. Амельянович А.В., Шпаков М.Н., Мутханна А.С., Буйневич М.В., Владыко А.Г. Централизованное управление потоками трафика в беспроводных локальных сетях на базе концепции SDN // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2017. Т. 8. № 2. С. 31–35.
13. Гузев О.Ю., Чижов И.В. Балансировка нагрузки в защищенных сетях с использованием технологии SDN // Системы и средства информатики. 2018. Т. 28. № 1. С. 123–138. DOI:10.14357/08696527180110
14. Гузев О.Ю., Чижов И.В. SDN-балансировка нагрузки на криптографические маршрутизаторы при объединении центров обработки данных // Системы и средства информатики. 2018. Т. 28. № 1. С. 139–155. DOI:10.14357/08696527180111
15. Братченко Н.Ю., Мочалов В.П., Яковлев С.В. Разработка имитационной модели системы управления качеством инфокоммуникационных услуг сетей SDN // Современная наука и инновации. 2019. № 3(27). С. 44–53. DOI:10.33236/2307-910X-2019-3-27-47-56
16. Пашков В.Н. Распределенная отказоустойчивая платформа управления для программно-конфигурируемых сетей // Моделирование и анализ информационных систем. 2019. Т. 26. № 1(79). С. 101–121. DOI:10.18255/1818-1015-2019-1-101-121
17. Sufiev H., Haddad Y. A dynamic load balancing architecture for SDN // Proceedings of the International Conference on the Science of Electrical Engineering (ICSEE, Eilat, Israel, 16–18 November 2016). IEEE, 2016. DOI:10.1109/ICSEE.2016.7806104
18. Sufiev H., Haddad Y., Barenboim L., Soler J. Dynamic SDN Controller Load Balancing // Future Internet. 2019. Vol. 11. Iss. 3. P. 75. DOI:10.3390/fi11030075
19. Aly W.H.F. Controller Adaptive Load Balancing for SDN Networks // Proceedings of the Eleventh International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN, Zagreb, Croatia, 2–5 July 2019). IEEE, 2019. DOI:10.1109/ICUFN.2019.8805922
20. Aly W.H.F. Generic Controller Adaptive Load Balancing (GCALB) for SDN Networks // Journal of Computer Networks and Communications. 2019. DOI:10.1155/2019/6808693
21. Bharanidharan C., Gandhi S.I., Devapriya R.D. An Enhanced Framework for Traffic Load Balancing and QoS Provisioning in SDN // Wireless Personal Communications. 2021. Vol. 121. PP. 3451–3472. DOI:10.1007/s11277-021-08886-2
22. Killi B.R., Rao S.V. Poly-stable matching based scalable controller placement with balancing constraints in SDN // Computer Communications. 2020. Vol. 154. PP. 82–91. DOI:10.1016/j.comcom.2020.02.053
23. Shi X., Li Y., Xie H., Yang T., Zhang L., Liu P., et al. An OpenFlow-Based Load Balancing Strategy in SDN // Cmc-Computers Materials & Continua. 2020. Vol. 62. Iss. 1. PP. 385–398. DOI:10.32604/cmc.2020.06418
24. Eligar V., Lyer N., Nihal N.D., Hugar N.S., Kumar P.Y., Manjunath M.N. Load balancing using OpenDaylight SDN controller: Case study // International Research Journal on Advanced Science Hub. 2020. Vol. 2. Iss. 9. PP. 59–64. DOI:10.47392/irjash.2020.149
25. Kaur S., Kumar K., Singh J., Ghumman N.S. Round-robin based load balancing in Software Defined Networking // Proceedings of the 2nd International Conference on Computing for Sustainable Global Development (INDIACom, New Delhi, India, 11–13 March 2015). IEEE, 2015. PP. 2136–2139.
26. Chaudhary R., Kumar N. LOADS: Load Optimization and Anomaly Detection Scheme for Software-Defined Networks // Transactions on Vehicular Technology. 2019. Vol. 68. Iss. 12. PP. 12329–12344. DOI:10.1109/TVT.2019.2948222
27. Li G., Gao T., Zhang Z., Chen Y. Fuzzy Logic Load-Balancing Strategy Based on Software-Defined Networking // Proceedings of the 10th International Conference (WiCON 2017, Tianjin, China, 16–17 December 2017). Lecture Notes of the Institute for Computer Sciences, Social Informatics and Telecommunications Engineering. Vol. 230. Cham: Springer, 2018. PP. 471–482. DOI:10.1007/978-3-319-90802-1_42
28. Soleimanzadeh K., Ahmadi M., Nassiri M. SD-WLB: An SDN-aided mechanism for web load balancing based on server statistics // ETRI Journal. 2019. DOI:10.4218/etrij.2018-0188
29. Babayigit B., Ulu B. Deep learning for load balancing of SDN-based data center networks // International Journal of Communication Systems. 2021. DOI:10.1002/dac.4760
30. Zhong H., Fang Y., Cui J. Reprint of “LBBSRT: An efficient SDN load balancing scheme based on server response time” // Future Generation Computer Systems. 2017. Vol. 80. PP. 409–416. DOI:10.1016/j.future.2017.11.012
31. Malavika R., Valarmathi M.L. Load Balancing Based on Closed Loop Control Theory (LBCLCT): A Software Defined Networking (SDN) powered server load balancing system based on closed loop control theory // Concurrency and Computation: Practice and Experience. 2022. DOI:10.1002/cpe.6854
32. Babbar H., Parthiban S., Radhakrishnan G., Rani S. A genetic load balancing algorithm to improve the QoS metrics for software de-fined networking for multimedia applications // Multimedia Tools and Applications. 2022. DOI:10.1007/s11042-021-11467-x
33. Hu T., Yi P., Zhang J., Lan J. Reliable and load balance-aware multi-controller deployment in SDN // China Communications. 2018. Vol. 15. Iss. 11. PP. 184–198. DOI:10.1109/CC.2018.8543099
34. Adekoya O., Aneiba A., Patwary M. An Improved Switch Migration Decision Algorithm for SDN Load Balancing // Open Journal of the Communications Society. 2020. Vol. 1. PP. 1602–1613. DOI:10.1109/ojcoms.2020.3028971

* * *

Comparative Analysis of Network Resource Management Methods in SDN

J. Dmitrieva¹ 

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

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-73-83

Received 8th February 2022

Revised 2nd March 2022

Accepted 5th March 2022

For citation: Dmitrieva J. Comparative Analysis of Network Resource Management Methods in SDN. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(1):73–83. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-73-83

Abstract: *The article is devoted to the analysis of network resource management methods in the SDN network. In the interests of this, a review of the scientific works was carried out by Russian and foreign authors to identify the solutions used in them, as well as their advantages and disadvantages. The methods covered in scientific articles are systematized according to the following criteria: year of publication, level of applicability of the method (physical, logical, network), availability of a mathematical model, load balancing mode relative to the time of the incident, range of tasks to be solved, degree of research (theoretical, experimental, practical). Based on the analysis of the results of the review, it was concluded that the solutions were unsatisfactory, as well as the need to consider the new IBN technology, covering a wide range of applications and working preventively at all SDN levels.*

Keywords: SDN, QoS, OpenFlow, IBN, load balancing, benchmarking.

References

1. ITU. Measuring digital development. Facts and figures 2021. URL: <https://www.itu.int/en/ITU-D/Statistics/Pages/facts/default.aspx> [Accessed 17 March 2022]
2. Kreutz D., Ramos F.M.V., Verissimo P.E., Rothenberg C.E., Azodolmolky S., Uhlig S. Software-Defined Networking: A Comprehensive Survey. *Proceedings of the IEEE*. 2015;103(1):14–76. DOI:10.1109/JPROC.2014.2371999
3. Panesh A.Kh. The Advantages and Disadvantages of Software-Defined Computer Networks. *The Bulletin of Adyghe State University: Internet Scientific Journal*. 2016;3(186):109–113. (in Russ.)
4. Baskakov A., Volkov A. Resources Managing Algorithm for Transport Software-Defined Communication Network. *Trudy MAI*. 2020;115:6. (in Russ.) DOI:10.34759/trd-2020-115-06
5. Volkov A.S., Baskakov A.E., Bakhtin A.A., Gorelik A.V. Transport SDN Resource Management Method. *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing*. 2021;12(2):4–10. (in Russ.)
6. Rytov M.Y., Kalashnikov R.Y., Gorelov A.A. Application of Multi-Level Fair Queue Mechanism for Mitigating Denial-of-Service Attacks on Software-Defined Networks. *Informatsiia i bezopasnost*. 2021;24(2):253–260. (in Russ.) DOI:10.36622/VSTU.2021.24.2.009
7. Daneshmand B. Analysis and Evaluation of the Effectiveness of Methods for Ensuring the Quality of Service for Software-Defined Networks of the Standard 5G/IMT-2020. *Russian Technological Journal*. 2021;9(5):14–25. (in Russ.) DOI:10.32362/2500-316X-2021-9-5-14-25
8. Ageeva A.D., Biryukova N.V., Moshkov V.V., Elagin V.S. Transport Software Defined Networks. *Modern Science*. 2019;12-4:291–301. (in Russ.)
9. Mankov V.A., Krasnova I.A. Algorithm for dynamic classification of flows in a multiservice software defined network. *T-Comm*. 2017;11(12):37–42. (in Russ.)
10. Ibrahimov B., Kerimov V. About One Approach to the Assessment of Resources in Multiservice Communication Networks on the Basis of A Single Infocommunication Space. *Proceedings of the XV Annual International Scientific and Technical Conference on IT Technologies: Development and Applications, 12–14 December 2018, Vladikavkaz, Russia*. Vladikavkaz: North Caucasian Institute of Mining and Metallurgy Publ.; 2018. p.283–293. (in Russ.)
11. Elagin V. In Software-Defined Network. *Proc. of Telecom. University*. 2017;3(3):60–67. (in Russ.)
12. Amelyanovich A.V., Shpakov M.N., Mutkhanna A.S., Buynevich M.V., Vladko A.G. Centralized Control of Traffic Flows in Wireless Local Area Networks Based on the Concept of SDN. *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing*. 2017;8(2):31–35. (in Russ.)
13. Guzev O.Yu., Chizhov I.V. SDN Load Balancing for Secure Networks. *Systems and Means of Informatics*. 2018;28(1):123–138. DOI:10.14357/08696527180110

14. Guzev O.Yu., Chizhov I.V. SDN Load Balancing on L3-VPN Gateways in Data Centers Interconnection. *Systems and Means of Informatics*. 2018;28(1):139–155. DOI:10.14357/08696527180111
15. Bratchenko N.Y., Mochalov V.P., Yakovlev S.V. The Development of Imitating Model of System of Quality Management of Information and Communication Services SDN. *Sovremennaa nauka i innovacii*. 2019;3(27):44–53. DOI:10.33236/2307-910X-2019-3-27-47-56
16. Pashkov V.N. Fault-Tolerance Distributed Control Plane for Software Defined Networks. *Modeling and Analysis of Information Systems*. 2019;26(1):101–121. DOI:10.18255/1818-1015-2019-1-101-121
17. Sufiev H., Haddad Y. A dynamic load balancing architecture for SDN. *Proceedings of the International Conference on the Science of Electrical Engineering, ICSEE, 16–18 November 2016, Eilat, Israel*. IEEE; 2016. DOI:10.1109/ICSEE.2016.7806104
18. Sufiev H., Haddad Y., Barenboim L., Soler J. Dynamic SDN Controller Load Balancing. *Future Internet*. 2019;11(3):75. DOI:10.3390/fi11030075
19. Aly W.H.F. Controller Adaptive Load Balancing for SDN Networks. *Proceedings of the Eleventh International Conference on Ubiquitous and Future Networks, ICUFN, 2–5 July 2019, Zagreb, Croatia*. IEEE; 2019. DOI:10.1109/ICUFN.2019.8805922
20. Aly W.H.F. Generic Controller Adaptive Load Balancing (GCALB) for SDN Networks. *Journal of Computer Networks and Communications*. 2019. DOI:10.1155/2019/6808693
21. Bharanidharan C., Gandhi S.I., Devapriya R.D. An Enhanced Framework for Traffic Load Balancing and QoS Provisioning in SDN. *Wireless Personal Communications*. 2021;121:3451–3472. DOI:10.1007/s11277-021-08886-2
22. Killi B.R., Rao S.V. Poly-stable matching based scalable controller placement with balancing constraints in SDN. *Computer Communications*. 2020;154:82–91. DOI:10.1016/j.comcom.2020.02.053
23. Shi X., Li Y., Xie H., Yang T., Zhang L., Liu P., et al. An OpenFlow-Based Load Balancing Strategy in SDN. *Cmc-Computers Materials & Continua*. 2020;62(1):385–398. DOI:10.32604/cmc.2020.06418
24. Eligar V., Lyer N., Nihal N.D., Hugar N.S., Kumar P.Y., Manjunath M.N. Load balancing using OpenDaylight SDN controller: Case study. *International Research Journal on Advanced Science Hub*. 2020;2(9):59–64. DOI:10.47392/irjash.2020.149
25. Kaur S., Kumar K., Singh J., Ghumman N.S. Round-robin based load balancing in Software Defined Networking. *Proceedings of the 2nd International Conference on Computing for Sustainable Global Development, INDIACom, 11–13 March 2015, New Delhi, India*. IEEE; 2015. p.2136–2139.
26. Chaudhary R., Kumar N. LOADS: Load Optimization and Anomaly Detection Scheme for Software-Defined Networks. *Transactions on Vehicular Technology*. 2019;68(12):12329–12344. DOI:10.1109/TVT.2019.2948222
27. Li G., Gao T., Zhang Z., Chen Y. Fuzzy Logic Load-Balancing Strategy Based on Software-Defined Networking. *Proceedings of the 10th International Conference, WiCON 2017, 16–17 December 2017, Tianjin, China. Lecture Notes of the Institute for Computer Sciences, Social Informatics and Telecommunications Engineering*. vol.230. Cham: Springer; 2018. p.471–482. DOI:10.1007/978-3-319-90802-1_42
28. Soleimanzadeh K., Ahmadi M., Nassiri M. SD-WLB: An SDN-aided mechanism for web load balancing based on server statistics. *ETRI Journal*. 2019. DOI:10.4218/etrij.2018-0188
29. Babayigit B., Ulu B. Deep learning for load balancing of SDN-based data center networks. *International Journal of Communication Systems*. 2021. DOI:10.1002/dac.4760
30. Zhong H., Fang Y., Cui J. Reprint of "LBBSRT: An efficient SDN load balancing scheme based on server response time". *Future Generation Computer Systems*. 2017;80:409–416. DOI:10.1016/j.future.2017.11.012
31. Malavika R., Valarmathi M.L. Load Balancing Based on Closed Loop Control Theory (LBCLCT): A Software Defined Networking (SDN) powered server load balancing system based on closed loop control theory. *Concurrency and Computation: Practice and Experience*. 2022. DOI:10.1002/cpe.6854
32. Babbar H., Parthiban S., Radhakrishnan G., Rani S. A genetic load balancing algorithm to improve the QoS metrics for software de-fined networking for multimedia applications. *Multimedia Tools and Applications*. 2022. DOI:10.1007/s11042-021-11467-x
33. Hu T., Yi P., Zhang J., Lan J. Reliable and load balance-aware multi-controller deployment in SDN. *China Communications*. 2018;15(11):184–198. DOI:10.1109/CC.2018.8543099
34. Adekoya O., Aneiba A., Patwary M. An Improved Switch Migration Decision Algorithm for SDN Load Balancing. *Open Journal of the Communications Society*. 2020;1:1602–1613. DOI:10.1109/ojcoms.2020.3028971

Сведения об авторе:

ДМИТРИЕВА
Юлия Сергеевна

аспирант кафедры инфокоммуникационных систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,
dmitrieva_spbgut@bk.ru
 <https://orcid.org/0000-0002-7736-7121>

Анализ потерь оптического излучения в полимерных оптико-электронных шинах печатных плат нового поколения

Т.А. Радзиевская^{1, 2} 

¹Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» имени В.И. Ульянова (Ленина),
Санкт-Петербург, 197376, Российская Федерация

²ОАО «Авангард»,
Санкт-Петербург, 195271, Российская Федерация

*Адрес для переписки: tamaramanvelova239@mail.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 05.10.2021

Поступила после рецензирования 07.02.2022

Принята к публикации 10.02.2022

Ссылка для цитирования: Радзиевская Т.А. Анализ потерь оптического излучения в полимерных оптико-электронных шинах печатных плат нового поколения // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 1. С. 84–90. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-84-90

Аннотация: В статье рассмотрены отдельные факторы роста потерь в полимерных планарных оптических волноводах, которые входят в состав оптико-электронных шин, внедренных в перспективные печатные платы нового поколения. Предложены подходы к сокращению потерь на прохождение оптического излучения, к которым отнесены потери на торце оптического волновода и на переходе излучения в элемент ввода/вывода оптико-электронной шины печатной платы. По результатам проведенного в программной среде Comsol Multiphysics моделирования модовой структуры полимерного планарного оптического волновода из полимерного материала полидиметилсилоксана (PDMS) определены размеры сердцевины оптического волновода, обеспечивающие одномодовую структуру оптического волновода. Разработан и собран измерительный стенд для вычисления потерь на прохождение в полимерных планарных оптических волноводах оптико-электронной шины печатной платы, который соответствует требованиям МЭК 62596-2:2017. Минимальное измеренное значение потерь на прохождение в изготовленных тестовых полимерных планарных оптических волноводах составило 20 дБ, что соответствует зарубежным аналогам оптико-электронной шины печатной платы.

Ключевые слова: полимерные планарные оптические волноводы, оптико-электронная шина печатной платы, PDMS, потери на прохождение, измерительный стенд, Comsol Multiphysics.

Введение

Перспективность внедрения оптических систем передачи данных на уровне печатных плат сдерживается высоким уровнем потерь в оптических волноводах, внедренных в печатные платы. Применение полупроводниковых или диэлектрических материалов [1] обеспечивает достаточно низкий уровень потерь в оптических волноводах оптико-электронных шин печатных плат. Однако технологии изготовления оптических волноводов из полупроводников и диэлектриков не могут быть интегрированы в технологический процесс изготовления традиционных печатных плат.

С конца XX в. при развитии отрасли производства полимерных материалов возникла идея замены полупроводников и диэлектриков на оптические полимерные материалы, которые обладают

оптической прозрачностью в близком ИК-диапазоне оптического излучения [2, 3]. Главное преимущество оптических полимерных материалов заключается в рационализации затрат на изготовление печатных плат нового поколения с оптико-электронной шиной за счет использования сравнительно недорогостоящих полимерных материалов и, что наиболее важно, в отсутствии необходимости перепрофилирования традиционного технологического процесса производства печатных плат. Это обеспечивается тем, что аналогичные полимерные материалы уже нашли свое применение в качестве фоторезистов [4] и других материалов при изготовлении традиционных печатных плат, следовательно, для их интеграции не требуется глобального перестраивания технологии изготовления печатных плат.

Отличительной чертой полимерных материалов является более высокий уровень потерь оптического излучения в сравнении с полупроводниковыми или диэлектрическими материалами. Исходя из этого недостатка, область применения полимерных оптико-электронных шин разумно ограничена уровнем передачи данных в пределах печатной платы, например, объединительной коммутационной платы, обеспечивающей объединение сигнала с нескольких функциональных модулей печатной платы и передачи его между ними [2]. С целью контроля и снижения уровня потерь в полимерной оптико-электронной шине печатной платы нового поколения необходимо оценить факторы, влияющие на рост потерь в планарных полимерных оптических волноводах (ПОВ), а также предложить способы исключения этих факторов.

Причины роста потерь в полимерных оптико-электронных шинах печатных плат нового поколения

Как известно, оптико-электронная шина печатной платы включает в себя массив полимерных ПОВ прямоугольного сечения, а также элементы ввода/вывода излучения. В исследуемой структуре оптико-электронной шины печатной платы планарные ПОВ выполнены из полидиметилсилоксана (PDMS – от англ. Polydimethylsiloxane).

Величина потерь сигнала складывается из множества факторов, а именно: потери на поглощение и рассеяние излучения, поляризационные потери, потери на торце оптического волновода и на вводе/выводе излучения и другие виды потерь [2, 5, 6].

Рассмотрим группу потерь, которая проявляется на концах планарных ПОВ оптико-электронной шины печатной платы и в ее элементах ввода/вывода излучения. Среди этой группы выделяют потери на торце оптического волновода и потери на переходе оптического излучения из оптического волновода в элемент ввода/вывода излучения. К причинам возникновения потерь на торце ПОВ относят рассеяние оптического излучения вследствие неровной поверхности сердцевин оптического волновода. Также к причинам потерь на торце оптического волновода относят отражение оптического излучения с торца сердцевин оптического волновода.

Потери на переходе оптического излучения в элемент ввода/вывода излучения определяются рассогласованием модовой структуры, показателя преломления, пространственного совмещения и геометрических размеров сердцевин планарного ПОВ и оптоволоконных линий связи [6]. На данном этапе развития печатных плат со встроенными оптико-электронными шинами ввод/вывод оптического излучения может осуществляться с помощью оптоволоконных соединений с источником/приемником оптического излучения при условии размещения

оптико-электронной шины на поверхности печатной платы.

Для оценки функциональных характеристик оптико-электрических шин печатных плат требуется определение потерь на прохождение оптического излучения в планарных ПОВ, частичный вклад в которые вносят недостаточные мощность источника и чувствительность приемника оптического излучения [6].

Таким образом, среди причин, определяющих суммарную величину потерь в перспективных оптико-электронных шинах печатных плат нового поколения, помимо потерь на поглощение и на рассеяние излучения в планарных ПОВ следует выделить потери на торце оптических волноводов и при переходе оптического излучения в элемент ввода/вывода излучения, а также потери на прохождение оптического излучения.

Подходы к сокращению потерь на прохождение

Для ускорения внедрения печатных плат нового поколения требуется обеспечить единство измерений функциональных характеристик оптико-электронных шин передачи данных. К таким характеристикам относятся потери на прохождение в планарных ПОВ. Поэтому необходима разработка надежных методов измерений, которые не будут зависеть от типа волноводной структуры. Эта унификация обеспечит возможность определения характеристик различных видов волноводных систем.

В международном стандарте МЭК 62496-2:2017 «Общее руководство по определению условий измерения оптических характеристик оптических плат» описана система типовых методов измерений и условий проведения измерений потерь на прохождение в планарных ПОВ оптико-электронной шины печатной платы [7]. Для этой цели стандарт устанавливает систему трехзначных идентификационных кодов, определяющих пять элементов измерительного стенда (рисунок 1): 1 – источник оптического излучения; 2 – среда для передачи оптического излучения на вход оптического волновода; 3 – условие совмещения с элементом ввода оптического излучения; 4 – условие вывода оптического излучения из элемента вывода оптического волновода; 5 – приемник оптического излучения [8].

В рамках исследования был разработан и собран оригинальный измерительный стенд. В состав этого стенда вошли источник оптического излучения РУБИН 104, волоконно-оптическая сборка из одномодового оптоволокна на входе и многомодового оптоволокна на выходе оптико-электронной шины печатной платы и приемник РУБИН 201 [9]. Для обеспечения юстировки процесса ввода/вывода оптического излучения в планарный ПОВ оптико-электронной шины были использованы v-образные фиксаторы оптоволокна. Эти оригиналь-

ные v-образные канавки были сформированы с помощью скрайбирования кремниевой подложки диском для резки на глубину 130 мкм. Выбор глубины реза обусловлен величиной внешнего диаметра оптоволоконного кабеля, применяемого для ввода/вывода оптического излучения в оптоэлектронную шину печатной платы.

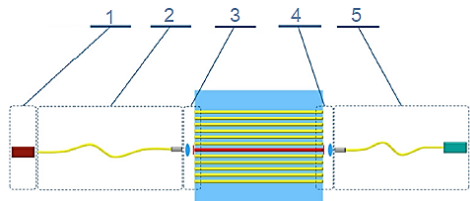


Рис. 1. Измерительный стенд для определения потерь на прохождение в полимерной оптоэлектронной шине печатной платы

Fig. 1. Measuring Stand for Determining the Transmission Losses in a Polymer Optoelectronic Bus of a Printed Circuit Board

В таблице 1 представлены результаты измерения потерь на прохождение тестовой оптоэлектронной шины печатной платы.

ТАБЛИЦА 1. Потери на прохождение в тестовой оптоэлектронной шине

TABLE 1. Transmission Losses in the Test Optoelectronic Bus

Номер образца	1	2	3	4
Потери на прохождение, дБ	25,76	20,81	27,92	28,13
Удельные потери на прохождение, дБ/см	17,78	14,26	18,21	17,85

Из таблицы следует, что в тестовой оптоэлектронной шине потери на прохождение составили не менее 20 дБ с удельным значением порядка 14 дБ/см [9]. Измерения проводились при длине волны оптического излучения, равной 850 нм. Полученные значения потерь на прохождение соответствуют значениям, ранее полученным в зарубежных аналогах оптоэлектронной шины печатной платы [10] на основе материала PDMS.

Следует отметить, что в измеренную величину потерь на прохождение внесли вклад потери на торце оптического волновода и потери на переходе оптического излучения из оптического волновода в элемент ввода/вывода излучения. Для снижения потерь на торце оптического волновода достаточно обеспечить бездефектную поверхность поперечного сечения сердцевин оптического волновода, что может быть достигнуто при отработке технологического процесса изготовления планарных ПОВ [11, 12].

В то же время, снижение потерь излучения при переходе из ПОВ в элемент ввода/вывода излучения может быть обеспечено только путем снижения влияния следующих факторов: рассогласования модовой структуры, показателя преломления, пространственного совмещения и геометрических

размеров сердцевин [6] планарного ПОВ с оптоволоконными линиями связи (см. рисунок 1). Неравенство показателя преломления стеклянной сердцевин оптоволоконного с полимерной сердцевин оптического волновода не может быть исключено. Следовательно, необходимо рассмотреть способы снижения других факторов, определяющих величину потерь при переходе излучения.

Рассогласование пространственного совмещения оптоволоконного соединения с планарными ПОВ может быть ликвидировано при условии снижения степеней свободы оптоволоконного при сопряжении с сердцевин оптического волновода. Для снижения числа степеней свободы, помимо применения v-образных юстировочных канавок, были разработаны специальные элементы ввода/вывода излучения на концах оптического волновода в виде «ласточкиных хвостов» [13] (рисунок 2).



Рис. 2. Конструкция элемента ввода/вывода излучения «ласточкиных хвостов»

Fig. 2. «Dovetail» Radiation Input/Output Element Design

Отметим, что на рисунке 2 приведена топология слоя сердцевин планарного ПОВ. «Ласточкины хвосты» изготавливаются по модифицированной технологии мягкой литографии совместно с формированием полимерных планарных оптических волноводов и из тех же материалов. Ширина наиболее узких участков превосходит на 3 мкм наибольший диаметр оптоволоконного, чтобы обеспечить безопасное введение хрупкого кварцевого оптического волновода без оплетки, но при этом надежно зафиксировать для предотвращения рассовмещения, т. к. отклонение даже на 2 мкм приводит к снижению эффективности сопряжения до 60 % и меньше [14].

Для предотвращения изгибов волокна в данном элементе ввода/вывода его длина равна 7,5 мм. А для еще более надежной фиксации в перпендикулярной плоскости в нижнем слое оболочки ширина ловителя уменьшена до 120 мкм, что позволяет также успешно извлекать отвержденный нижний слой оболочки совместно с сердцевинами планарного ПОВ из мастер-штампа мягкой литографии за счет пространственного перекрытия полимерных слоев.

Возможное несоответствие модовой структуры оптоволоконного и планарного ПОВ потребовало проведения моделирования полимерного планарного ПОВ прямоугольного поперечного сечения. По причине отсутствия аналитического решения для случая планарного ПОВ с прямоугольным сечением сердцевин было проведено имитационное компьютерное моделирование модовой структуры в программной среде Comsol Multiphysics с целью определения геометрических размеров прямоугольной сердцевин оптического волновода, которые соот-

ветствовали бы одномодовой структуре планарного ПОВ из данного полимерного материала.

Для анализа модовой структуры разрабатываемого планарного ПОВ сначала теоретически было рассчитано общее число распространяющихся мод [15] М плоского планарного ПОВ с аналогичной толщиной слоя сердцевинки по формуле:

$$M = \text{int} \left[\frac{1}{\pi} (2\vartheta - \arctg \left[\left(\frac{n_{\text{clad1}}^2 - n_{\text{clad2}}^2}{n_{\text{core}}^2 - n_{\text{clad1}}^2} \right)^{1/2} \right] \right) \right],$$

где $\vartheta = ak(n_{\text{core}}^2 - n_{\text{clad1}}^2)^{1/2}$ – нормированная частота; n_{core} – показатель преломления сердцевинки; n_{clad1} и n_{clad2} – показатели преломления оболочки (нижней и верхней) оптического волновода; a – сторона квадрата поперечного сечения сердцевинки оптического волновода; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число; λ – длина волны оптического излучения, проходящего через плоский ПОВ.

Рассматриваемый оптический волновод соответствует случаю симметричного оптического волновода ($n_{\text{clad1}} = n_{\text{clad2}}$). Тогда выражение для числа распространяющихся мод можно переписать следующим образом [15]:

$$m_{\text{max}} = \frac{k_0 n_{\text{core}} 2a * \cos(\varphi_c)}{\pi},$$

где φ_c – угол отсечки ($\sin(\varphi_c) = n_{\text{core}}/n_{\text{clad}}$).

Подставив в это выражение высоту сердцевинки (a), равную 10 мкм, получим теоретическое значение количества мод в планарном ПОВ из материала PDMS, равную 0,917. Следовательно, плоский ПОВ будет одномодовым при указанной толщине слоя сердцевинки.

Далее было проведено моделирование плоского ПОВ с параметрами модели, приведенными в таблице 2. Для задания показателя преломления PDMS сердцевинки и оболочки использованы значения из [2, 3, 11].

ТАБЛИЦА 2. Параметры модели плоского ПОВ

TABLE 2. Parameters of a Polymer Slab Optical Waveguide Model

Name	Expression	Value	Description
lda0	0,85[um]	8,5E-7 m	Wavelength
f0	c_const/lda0	3,527E14 1/s	Frequency
a	10[um]	1E-5 m	Side of waveguide cross..
len	5[mm]	0,005 m	Waveguide length
width	25[um]	2,5E-5 m	Width of calculation do...
height	25[um]	2,5E-5 m	Height of calculation do...
ncl	1,404	1,404	Refractive index of PDMS...
nco	1,41	1,41	Refractive index of PDMS...
NL	len/lda0	5882,4	Waveguide length in wav...

Для моделирования была выбрана трехмерная физическая модель Electromagnetic Waves, Beam Envelopes в однонаправленном режиме с возмож-

ностью анализа модовой структуры (Mode Analysis) на входе и выходе волновода и частотным расчетом передачи оптического излучения по длине волновода (Frequency Domain). Начальные условия на входе/выходе оптического волновода были заданы с помощью поверхностных граничных условий (Port) путем ввода оптического излучения мощностью 1 Вт на входе и вывода излучения без переотражений на выходе оптического волновода. Для боковых граней были заданы граничные условия идеального электрического проводника. В результате моделирования была получена зависимость нормальной составляющей электрического поля по поперечному сечению плоского ПОВ (рисунок 3).

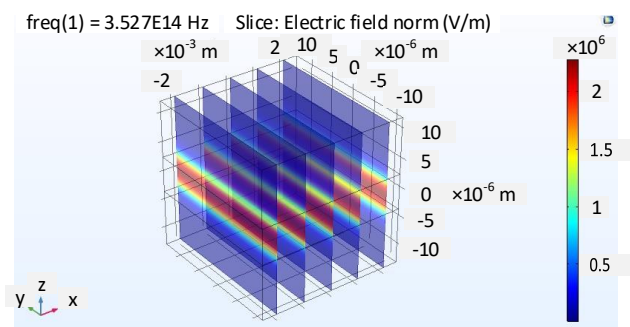


Рис. 3. Результат моделирования плоского ПОВ

Fig. 3. Simulation Result of a Polymer Slab Optical Waveguide

Затем в модели геометрия оптического волновода была изменена с плоского ПОВ на планарный с прямоугольным (квадратным) сечением сердцевинки с размерами 10×10 мкм. Для планарного ПОВ моделирование было дополнено граничным условием поверхностного рассеивания оптического излучения. В результате моделирования (рисунок 4) также, как и на рисунке 6, было построено распределение нормальной составляющей электрического поля.

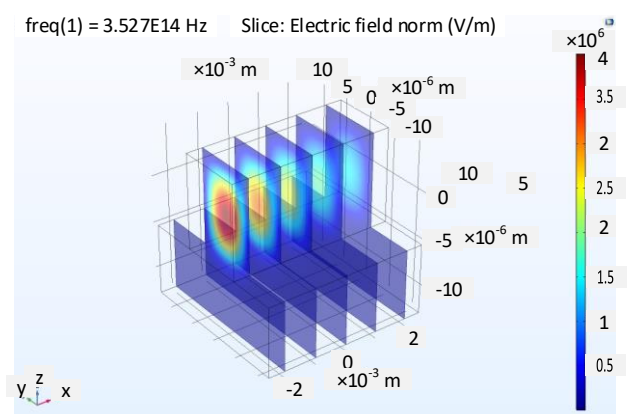


Рис. 4. Результат моделирования планарного ПОВ (10×10 мкм)

Fig. 4. Simulation Result of a Polymer Planar Optical Waveguide (10×10 um)

Наблюдаемое на рисунке 4 снижение величины нормальной составляющей поля в центре сердцевинки планарного ПОВ связано с применением граничных условий рассеяния. Для случая граничных

условий идеального электрического проводника эта величина будет постоянна по длине оптического волновода. Затем был смоделирован планарный ПОВ с поперечным сечением 20×20 мкм с аналогичными остальными характеристиками (рисунок 5).

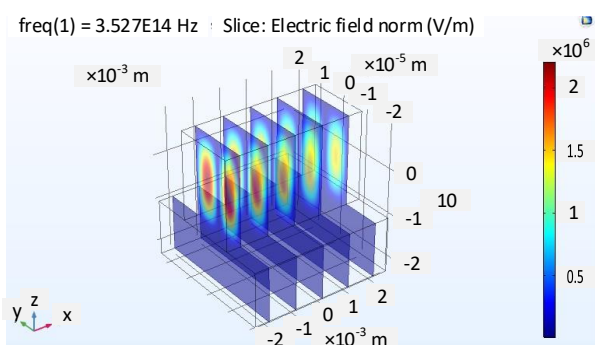


Рис. 5. Результат моделирования планарного ПОВ (20×20 мкм)

Fig. 5. Simulation Result of a Polymer Planar Optical Waveguide (20×20 μm)

В смоделированном планарном ПОВ (рисунок 5) число мод возросло до двух по сравнению с ранее полученным результатом (рисунок 4). Из этого можно сделать вывод, что для одномодовой передачи данных требуется снизить размеры сердцевин оптического волновода до 10×10 мкм включительно, которые соответствуют размерам сердцевин традиционного одномодового оптоволоконного соединения.

Отдельно следует упомянуть изменение геометрических размеров сердцевин планарных ПОВ из-за недостаточно качественной протяжки ракелем полимерного слоя перед нанесением нижнего слоя оболочки и возникновения остаточного слоя сердцевины оптического волновода. В таком случае возникают структуры, как на рисунке 6.

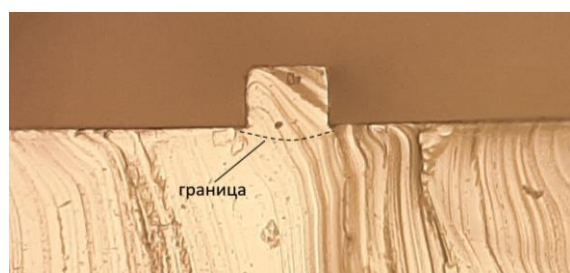


Рис. 6. Поперечное сечение тестовой топологии планарного ПОВ

Fig. 6. Cross-Section of a Polymer Planar Optical Waveguide

На рисунке 6 пунктирной линией обозначена граница сердцевин и оболочки тестовой топологии оптического волновода. Исключение таких остаточных слоев при формировании слоя сердцевины также способно снизить величину потерь в планарном ПОВ.

Заключение

Таким образом, по итогам проведенного исследования были рассмотрены типы потерь оптического излучения в планарных ПОВ оптоэлектронных шин печатных плат, для ряда которых были предложены следующие подходы к их сокращению:

- сокращение потерь на торцевом поперечном сечении оптических волноводов из-за рассеяния оптического излучения может быть обеспечено за счет изменения параметров и режимов технологического процесса формирования планарных ПОВ [11, 12];

- снижение потерь на переходе излучения в элемент ввода/вывода излучения может быть достигнуто с помощью создания дополнительных юстировочных элементов «ласточки хвосты» в элементах ввода/вывода оптического излучения, а также путем изменения геометрических размеров сердцевин оптических волноводов для соответствия с модовой структурой оптоволоконных соединений, применяющихся для ввода/вывода оптического излучения.

Требуемые размеры сердцевин определены путем моделирования в программной среде Comsol Multiphysics планарных ПОВ оптоэлектронной шины печатной платы. Для надежной оценки потерь на прохождение разработан измерительный стенд, соответствующий требованиям МЭК 62496-2:2017. По результатам измерения на разработанном стенде величина потерь на прохождение в тестовой оптоэлектронной шине печатной платы составила не менее 20 дБ, что согласуется с результатами измерения потерь на прохождение в зарубежных тестовых аналогах оптоэлектронной шины печатной платы.

Приведенные подходы к снижению потерь в оптоэлектронных шинах печатных плат будут способствовать более активному переходу на печатные платы нового поколения при разработке перспективных высокопроизводительных коммутационных вычислительных комплексов.

Список используемых источников

1. Miller S.E. Integrated optics: An introduction // The Bell System Technical Journal. 1969. Vol. 48. Iss. 7. PP. 2059–2069. DOI:10.1002/j.1538-7305.1969.tb01165.x
2. Cai D. Optical and Mechanical Aspects on Polysiloxane Based Electrical-Optical-Circuits-Board. D.Sc Thesis. Dortmund: TU Dortmund University, 2008. 129 p. DOI:10.17877/DE290R-8242
3. Cai D., Neyer A. Polydimethylsiloxane (PDMS) based optical interconnect with copper-clad FR4 substrates // Sensors and Actuators B: Chemical. 2011. Vol. 160. Iss. 1. PP. 777–783. DOI:10.1016/j.snb.2011.08.062

4. Immonen M., Karppinen M., Kivilahti J.K. Fabrication and characterization of polymer optical waveguides with integrated micromirrors for three-dimensional board-level optical interconnects // IEEE Transactions on Electronics Packaging Manufacturing. 2005. Vol. 28. Iss. 4. PP. 304–311. DOI:10.1109/TEPM.2005.856538
5. Ma H., Jen A.K.-Y., Dalton L.R. Polymer-Based Optical Waveguides: Materials, Processing, and Devices // Advanced Materials. 2002. Vol. 14. Iss. 19. PP. 1339–1365. DOI:10.1002/1521-4095(20021002)14:19<1339::AID-ADMA1339>3.0.CO;2-O
6. Sergeeva E. Fabrication of polymer-based optofluidic microsystems for optical fluid analysis on printed circuit boards. D.Sc Thesis. Rostock: University of Rostock, 2019. 143 p. DOI:10.18453/rosdoc_id00002429
7. Pitwon R., Immonen M., Wang K., Itoh H., Shioda T., Wu J., et al. International standards for optical circuit board fabrication, assembly and measurement // Optics Communications. 2016. Vol. 362. PP. 22–32. DOI:10.1016/j.optcom.2015.09.070
8. Pitwon R., Wang K., Immonen M., Wu J., Zhu L.X., Yan H.J. et al. International standardisation of optical circuit board measurement and fabrication procedures // Proceedings of the 15th Conference on Optical Interconnects (SPIE OPTO, San Francisco, United States, 7–12 February 2015). SPIE, 2015. Vol. 9368. DOI:10.1117/12.2077654
9. Manvelova T.A., Tarasov S.A., Ivanov N.N. Polymer Optoelectronic Bus for High-Speed Data Transmission Systems // Journal of Physics: Conference Series. 2019. Vol. 1400. Iss. 6. DOI:10.1088/1742-6596/1400/6/066051
10. Bamiedakis N., Hashim A., Pentty R.V., White I.H. Regenerative polymeric bus architecture for board-level optical interconnects // Optics Express. 2012. Vol. 20. Iss. 11. PP. 11625–11636. DOI:10.1364/OE.20.011625
11. Радзиевская Т.А., Иванов Н.Н., Тарасов С.А. Подходы к снижению потерь на рассеяние в полимерных планарных оптических волноводах // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 1. С. 31–40. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-31-40
12. Радзиевская Т.А., Ламкин И.А., Тарасов С.А., Иванов Н.Н. Технологические способы снижения факторов роста поверхностных дефектов полимерных планарных оптических волноводов // Изв. вузов. Приборостроение. 2021. Т. 6. № 6. С. 469–476. DOI:10.17586/0021-3454-2021-64-6-469-476
13. Chang-Yen D.A., Eich R.K., Gale B.K. Monolithic PDMS Waveguide System Fabricated Using Soft-Lithography Techniques // Journal of Lightwave Technology. 2005. Vol. 23. Iss. 6. PP. 2088–2093.
14. Панов М.Ф., Соломонов А.В. Физические основы фотоники: Учебное пособие. СПб.: Издательство «Лань», 2017. 564 с.
15. Григорьев Л.В. Кремниевая фотоника: Учебно-методическое пособие по практическим работам. СПб.: Университет ИТМО, 2015. 69 с.

* * *

Analysis of Optical Losses in Polymer Optoelectronic Bus of a New Generation Printed Circuit Boards

T. Radzievskaya^{1, 2} 

¹Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI",
St. Petersburg, 197376, Russian Federation

²JSC «Avangard»,
St. Petersburg, 195271, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-84-90

Received 5th October 2021

Revised 7th February 2022

Accepted 10th February 2022

For citation: Radzievskaya T. Analysis of Optical Losses in Polymer Optoelectronic Bus of a New Generation Printed Circuit Boards. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(1):84–90. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-84-90

Abstract: *The article considers individual factors of loss growth in polymer planar optical waveguides, which are included in the composition of optical-electronic buses, introduced in perspective new generation printing boards. The article proposes several approaches to reducing losses in optical radiation, which include losses at the end of the optical waveguide and the light transition to the input/output element of the optoelectronic bus of the printed circuit board. According to the results of modelling the modal structure of a polymer planar optical waveguide, made from a polymer material, polydimethylsiloxane (PDMS), in the software environment of Comsol Multiphysics, the dimensions of the core optical waveguide are determined, providing a single-mode structure of an optical waveguide. A*

measuring stand was developed and assembled for calculating the transmission losses in polymer planar optical waveguides of the optoelectronic bus of a printed circuit board, which meets the requirements of IEC 62596-2: 2017. The minimum measured loss in the manufactured polymer planar optical waveguides was 20 dB, which corresponds to foreign analogues of the optical-electronic bus of the printed circuit board.

Keywords: polymer planar optical waveguides, optoelectronic data bus, PDMS, transmission losses, measurement stand, Comsol Multiphysics.

References

1. Miller S.E. Integrated optics: An introduction. *The Bell System Technical Journal*. 1969;48(7):2059–2069. DOI:10.1002/j.1538-7305.1969.tb01165.x
2. Cai D. *Optical and Mechanical Aspects on Polysiloxane Based Electrical-Optical-Circuits-Board*. D.Sc Thesis. Dortmund: TU Dortmund University; 2008. 129 p. DOI:10.17877/DE290R-8242
3. Cai D., Neyer A. Polydimethylsiloxane (PDMS) based optical interconnect with copper-clad FR4 substrates. *Sensors and Actuators B: Chemical*. 2011;160(1):777–783. DOI:10.1016/j.snb.2011.08.062
4. Immonen M., Karppinen M., Kivilahti J.K. Fabrication and characterization of polymer optical waveguides with integrated micromirrors for three-dimensional board-level optical interconnects. *IEEE Transactions on Electronics Packaging Manufacturing*. 2005;28(4):304–311. DOI:10.1109/TEPM.2005.856538
5. Ma H., Jen A.K.-Y., Dalton L.R. Polymer-Based Optical Waveguides: Materials, Processing, and Devices. *Advanced Materials*. 2002;14(19):1339–1365. DOI:10.1002/1521-4095(20021002)14:19<1339::AID-ADMA1339>3.0.CO;2-O
6. Sergeeva E. *Fabrication of polymer-based optofluidic microsystems for optical fluid analysis on printed circuit boards*. D.Sc Thesis. Rostock: University of Rostock; 2019. 143 p. DOI:10.18453/rosdoc_id00002429
7. Pitwon R., Immonen M., Wang K., Itoh H., Shioda T., Wu J., et al. International standards for optical circuit board fabrication, assembly and measurement. *Optics Communications*. 2016;362:22–32. DOI:10.1016/j.optcom.2015.09.070
8. Pitwon R., Wang K., Immonen M., Wu J., Zhu L.X., Yan H.J. et al. International standardisation of optical circuit board measurement and fabrication procedures. *Proceedings of the 15th Conference on Optical Interconnects, SPIE OPTO, 7–12 February 2015, San Francisco, United States*. SPIE; 2015. vol.9368. DOI:10.1117/12.2077654
9. Manvelova T.A., Tarasov S.A., Ivanov N.N. Polymer Optoelectronic Bus for High-Speed Data Transmission Systems. *Journal of Physics: Conference Series*. 2019;1400(6). DOI:10.1088/1742-6596/1400/6/066051
10. Bamiedakis N., Hashim A., Penty R.V., White I.H. Regenerative polymeric bus architecture for board-level optical interconnects. *Optics Express*. 2012;20(11):11625–11636. DOI:10.1364/OE.20.011625
11. Radzievskaya T., Ivanov N., Tarasov S. The Reducing Approaches of Scattering Losses in Polymer Planar Optical Waveguides. *Proc. of Telecom. Universities*. 2021;7(1):31–40. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-1-31-40
12. Radzievskaya T.A., Lamkin I.A., Tarasov S.A., Ivanov N.N. Technological methods for reducing the growth factors of surface defects in polymer planar optical waveguides. *Journal of Instrument Engineering*. 2021;64(6):469–476 (in Russ.) DOI:10.17586/0021-3454-2021-64-6-469-476
13. Chang-Yen D.A., Eich R.K., Gale B.K. Monolithic PDMS Waveguide System Fabricated Using Soft-Lithography Techniques. *Journal of Lightwave Technology*. 2005;23(6):2088–2093.
14. Panov M.F., Solomonov A.V. *Physical Foundations of Photonics*. St. Petersburg: Lan' Publ.; 2017. 564 p. (in Russ.)
15. Grigoriev L.V. *Silicon Photonics*. St. Petersburg: ITMO University Publ.; 2015. 69 p. (in Russ.)

Сведения об авторе:

РАДЗИЕВСКАЯ
Тамара Александровна

аспирант кафедры фотоники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина), ведущий инженер-технолог Центра Микросистемотехники ОАО «Авангард»,

tamaramanvelova239@mail.ru

 <https://orcid.org/0000-0001-6360-810X>

Вычисление информационных свойств радиоканала с реальными сигналами и негауссовскими помехами

Д.М. Силин^{1, 2}✉*

¹ООО «Гейзер-Телеком»,

Москва, 105118, Российская Федерация

²Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана (национальный исследовательский университет),

Москва, 105005, Российская Федерация

*Адрес для переписки: silin@g-tl.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 25.01.2022

Поступила после рецензирования 25.02.2022

Принята к публикации 25.02.2022

Ссылка для цитирования: Силин Д.М. Вычисление информационных свойств радиоканала с реальными сигналами и негауссовскими помехами // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 1. С. 91–99. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-91-99

Аннотация: В статье синтезированы численные методы нахождения количества информации, переносимой сигналом с заданным видом модуляции при наличии в канале связи смеси гауссовских и негауссовских коррелированных шумов. Данные численные методы оперируют реальными используемыми на практике сигналами и реалистичной моделью помех, поэтому они дают значительно более точные оценки информационных свойств радиоканала, чем оценка сверху по классической формуле пропускной способности. Рассматриваются случаи передачи по каналу связи непрерывных и дискретных сообщений. Синтезированные численные методы могут быть применены для теоретико-информационного анализа широкого круга систем: систем цифровой и аналоговой связи, радиолокации и радионавигации.

Ключевые слова: численный метод, количество информации, пропускная способность, мультипликативный шум, фазовый шум, коррелированный шум, негауссовский шум, радиолокация, цифровая связь, аналоговая связь.

Введение

В настоящее время быстрое развитие информационно-телекоммуникационных систем приводит к постоянному повышению концентрации разнотипных радиосистем в ограниченном пространстве. Помимо средств связи в их число могут входить радиолокационные станции, навигационные приемники и другие виды радиоэлектронных средств. Актуальной является проблема оценки качества работы как отдельных средств, так и их комплекса в целом при наличии различных видов помех. Единый подход к оценке качества работы данных разнотипных средств может быть построен на основе теории информации. При таком подходе в качестве критерия качества работы радиоэлектронного средства используется количество информации, содержащейся в отрезке принимаемого сигнала заданной длины.

Как правило, это количество информации вычисляют по известной формуле Шеннона для пропускной способности [1]. Условиями применения

этой формулы являются аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ) в канале связи и оптимальное кодирование информации. При невыполнении этих условий, что часто бывает на практике, такая оценка может оказаться неточной.

В данной статье синтезируются методы для вычисления количества информации, переносимой сигналом с конкретным видом модуляции, при наличии в канале мультипликативных и фазовых коррелированных шумов. Это позволяет значительно увеличить точность оценки информационных характеристик радиоканала.

Исследованию сигналов с мультипликативными и негауссовскими помехами посвящены многие работы отечественных и зарубежных авторов, в частности [2–4]. В статье [2] проведено вычисление плотности вероятности мгновенного значения сигнала, подвергающегося воздействию аддитивных и мультипликативных помех. Обзор моделей распространения сигналов в пространстве можно найти в работе [3]. Авторы работы [4] предлагают модель

сигнала навигационной системы GPS с мультипликативными рэлеевскими помехами и показывают хорошее соответствие этой модели результатам натуральных измерений.

Применение методов теории информации к широкому классу систем, не ограниченному исключительно системами связи, предлагается в монографиях отечественных авторов [5–7]. В частности, в данных работах проводится теоретико-информационный анализ работы радиолокационных и измерительных систем. Однако данный анализ ограничивается результатами, полученными для гауссовских сигналов и помех.

В зарубежных публикациях [8–10] рассматривается вопрос определения пропускной способности канала связи с негауссовскими помехами, которые приводят к мультипликативным искажениям. В работах [8, 9] рассматривается модель рэлеевских замираний, в статье [10] – райсовская модель мультипликативных искажений. В этих работах предполагается, что параметры искажений меняются медленно и известны принимающей стороне (есть информация о состоянии канала связи).

Вычисление количества информации о скалярных параметрах отраженного сигнала получаемой радиолокационной станцией исследовалось автором статьи в работе [11], а также в публикации [12] зарубежных авторов.

По результатам анализа публикаций можно сделать вывод, что следующие задачи не исследованы в достаточной степени:

- оценка максимально возможной скорости передачи информации при неизвестном состоянии канала связи с негауссовским шумом при использовании сигнала с конкретным видом модуляции;
- оценка количества информации о векторном параметре отраженного сигнала, например, если проводится совместная оценка расстояния до объекта и его скорости при наличии негауссовского шума.

Решению данных задач и посвящена настоящая статья.

Вычисление количества информации, переносимой сигналом

Будем считать, что смесь сигнала и шума занимает ограниченную полосу частот W . В этом случае, согласно теореме Котельникова [13], сигнал эквивалентен выборке своих значений, в моменты времени, взятые с интервалом меньшим $1/2W$.

Количество информации, содержащейся в выборке принятого сигнала $\vec{y}$, несущего сообщение x , равно взаимной информации между их вероятностными распределениями, которая может быть найдена по формуле [14]:

$$I = \int \int_{x, y} f(x, \vec{y}) \log \frac{f(\vec{y}|x)}{f(\vec{y})} dx dy, \quad (1)$$

где X – множество возможных значений x ; Y – множество возможных значений $\vec{y}$; $f(x, \vec{y})$ – плотность совместного распределения x и $\vec{y}$; $f(\vec{y})$ – плотность распределения выборки принятого сигнала; $f(\vec{y}|x)$ – плотность условного распределения $\vec{y}$ при заданном x .

Сообщение, передаваемое по каналу связи, может быть дискретным или непрерывным. Дискретное сообщение имеет место при рассмотрении цифрового канала связи. Случай непрерывного сообщения имеет место при рассмотрении аналогового канала связи и при теоретико-информационном анализе работы радиолокационной станции, который проводится в данной статье. В этом случае рассматривается канал связи между объектом, который необходимо локализовать в пространстве, и приемником радиолокационной станции, а в качестве сообщения может выступать, например, вектор из расстояния до объекта и его радиальной скорости.

Интеграл (1) берется аналитически только в редких случаях, например, если отсчеты сигнала независимы и имеют гауссовское распределение. Для вычисления количества информации при произвольном распределении помех необходима разработка численного метода. Задача вычисления интеграла (1) разделяется на две подзадачи: вычисление выражения (1) при известных плотностях вероятности $f(x, \vec{y})$, $f(\vec{y}|x)$, $f(\vec{y})$ и вычисление самих плотностей вероятности $f(x, \vec{y})$, $f(\vec{y}|x)$, $f(\vec{y})$. Рассмотрим эти подзадачи по порядку.

Вычислять многомерный интеграл (1) будем с помощью метода Монте-Карло [15]. Интеграл (1) является математическим ожиданием Eg функции

$$g(x, \vec{y}) = \log \frac{f(\vec{y}|x)}{f(\vec{y})} \quad (2)$$

от случайных величин x и $\vec{y}$ в обозначениях из (1).

Согласно закону больших чисел [16] математическое ожидание приближается суммой:

$$I = Eg \approx E_N g = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \log \frac{f(\vec{y}_i|x_i)}{f(\vec{y}_i)}, \quad (3)$$

где сумма вычисляется по N случайным значениям сообщения x , и выборки принятого сигнала $\vec{y}$, разыгранным в соответствии с распределением $f(x, \vec{y})$.

Для оценки погрешности вместе с вычислением выражения (3) вычисляется оценка математического ожидания квадрата логарифма из (1):

$$Eg^2 \approx E_N g^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \log^2 \frac{f(\vec{y}_i|x_i)}{f(\vec{y}_i)}, \quad (4)$$

а также дисперсия оценки:

$$D_H = Eg^2 - (Eg)^2. \quad (5)$$

Выберем число слагаемых в (3), (4) не менее 30, что является достаточным для использования центральной предельной теоремы [17]. Тогда при вычислении оценки (3) по N слагаемых с вероятностью β будет выполняться условие:

$$|E_N g - a| < x_\beta \sqrt{D_H/N}, \quad (6)$$

где $a = E g$ – истинное значение математического ожидания функции g , которому равен искомым интеграл (1), D_H рассчитано по формулам (4, 5); x_β – корень уравнения $\Phi(x) = \beta$; $\Phi(x)$ – функция ошибок.

За результат принимается значение $E_N g$ (3), при котором обеспечивается заданный уровень погрешности (6) с заданной доверительной вероятностью β .

Для вычисления интеграла (1) по формуле (3) не требуется знание выражения для плотности $f(x, \vec{y})$, поскольку необходимо только уметь генерировать случайные x и $\vec{y}$ в соответствии с распределением, задаваемым этой плотностью. Рассмотрим предлагаемые методы вычисления плотностей $f(\vec{y}|x)$, $f(\vec{y})$.

В работе [18] автором выведена формула для условной плотности выборки сигнала, искаженного смесью коррелированных мультипликативного и фазового шумов и АБГШ, при этом сигнал предполагается вещественным. В данной работе считается, что приемник выполняет квадратурную обработку

принимаемого сигнала и все результаты относятся к комплексному аналитическому сигналу [13]. Мультипликативный и фазовый шум представим в виде единого комплексного коэффициента «мультипликативно-фазового» шума, на который умножаются комплексные отсчеты идеального сигнала:

$$\xi = B e^{i\varphi}, \quad (7)$$

где B – случайная величина, распределенная по закону Рэлея с параметром a ; φ – случайная величина, распределенная равномерно в интервале $[0, 2\pi]$. Модель принятого сигнала Z , таким образом, примет вид:

$$Z = \xi X + n, \quad (8)$$

где ξ – коэффициент (7); X – отсчет идеального принятого сигнала без искажений; n – гауссовская случайная величина, представляющая АБГШ.

Выражение для условной плотности выборки Z комплексного аналитического сигнала имеет вид, аналогичный формуле, полученной в работе [18] для вещественного сигнала:

$$f(Z|\vec{x}) = \frac{\left(\frac{\pi^n}{|\det Q|}\right)^{\frac{1}{2}}}{(\sqrt{2\pi})^{n+m} (2\pi A^2)^n \prod \sigma} e^{c + \frac{q' Q^{-1} q}{4}}, \quad (9)$$

где Z – принятый сигнал, искаженный смесью коррелированных мультипликативного и фазового шумов и АБГШ; Q – вычисляется по выражению (10); X – идеальный сигнал;

$$Q = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \text{diag}(\frac{1}{A^2}) + (K * \text{Re} X^m / \sigma)(K * \text{Re} X^m / \sigma)' & 0 \\ 0 & \text{diag}(\frac{1}{A^2}) + (K * \text{Im} X^m / \sigma)(K * \text{Im} X^m / \sigma)' \end{pmatrix}; \quad (10)$$

$$q = \begin{pmatrix} \sum \text{Re}((X^m / \sigma) * (Z / \sigma)^*) * K \\ - \sum \text{Im}((X^m / \sigma) * (Z / \sigma)^*) * K \end{pmatrix}; \quad (11)$$

$$c = - \sum |Z|^2 / 2\sigma^2; \quad (12)$$

X^m – матрица, состоящая из n строк, в которых записан вектор X выборки идеального сигнала длины m , несущего сообщение $\vec{x}$:

$$X^m = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ \dots \\ 1 \end{pmatrix}_n X, \quad (13)$$

K – матрица коэффициентов, вычисленных в моменты дискретизации сигнала:

$$K = \begin{pmatrix} K_1(0) & K_1(\Delta t) & \dots & K_1((m-1)\Delta t) \\ K_2(0) & K_2(\Delta t) & \dots & K_2((m-1)\Delta t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ K_n(0) & K_n(\Delta t) & \dots & K_n((m-1)\Delta t) \end{pmatrix}; \quad (14)$$

$$K_l(t) = \text{sinc}\left(\frac{t - lT}{T}\right); \quad (15)$$

$$\text{sinc}(x) = \begin{cases} \frac{\sin \pi x}{\pi x}, & x \neq 0; \\ 1, & x = 0 \end{cases} \quad (16)$$

знак $*$ – поэлементное умножение; Z^* – комплексное сопряжение Z ; Z' – транспонированная матрица Z ; Δt – шаг дискретизации сигнала; Δf – ширина полосы спектра мультипликативно-фазового шума; $T < \frac{1}{2\Delta f}$ – шаг дискретизации мультипликативно-фазового шума; σ – среднеквадратичное отклонение АБГШ (в общем случае разное в каждой точке выборки, в этом случае деление на σ осуществляется поэлементно); $A = a\sqrt{\pi}/2$, где a – параметр распределения Рэлея мультипликативного шума; n – число точек дискретизации мультипликативно-фазового шума; m – число точек дискретизации смеси сигнала с шумом.

Сформулируем методы нахождения многомерной плотности $f(\vec{y})$ в случае непрерывного и в случае дискретного сообщения x .

Метод определения плотности выборки сигнала, несущего непрерывное сообщение

Для получения плотности $f(Z)$ распределения выборки принятого сигнала Z в случае непрерывного сообщения необходимо найти интеграл:

$$f(Z) = \int_X f(Z|\vec{x})f(\vec{x})d\vec{x}, \quad (17)$$

где $f(Z|\vec{x})$ – условная плотность выборки Z при передаче сообщения $\vec{x}$; $f(\vec{x})$ – плотность распределения сообщения, по множеству X возможных значений сообщения $\vec{x}$. Для уменьшения вычислительных затрат при расчете выражения (17) требуется рациональный выбор области X . Внутри этой области плотность $f(x, \vec{y})$ должна вносить значимый вклад в интеграл (17). Точки, где плотность близка к нулю, можно исключить из рассмотрения. Для определения такой области X предлагаются ниже сформулированные методы.

Построим метод определения области интегрирования в случае непрерывного векторного сообщения x . Предлагаемый метод основан на теории оценки параметров вероятностных распределений по выборке [17], где в качестве параметра выступает передаваемое сообщение.

Для дисперсионной матрицы оценки $\vec{\theta} = (\hat{\theta}_1, \dots, \hat{\theta}_r)$ векторного r -компонентного сообщения $\vec{\theta} = (\theta_1, \dots, \theta_r)$ справедливо неравенство Рао – Крамера [17]:

$$\mathbf{E}[T'T] \geq I^{-1}(\vec{\theta}), \quad (18)$$

где T – векторная статистика выборки Z :

$$T = (\hat{\theta}_1(Z), \dots, \hat{\theta}_r(Z));$$

$\mathbf{E}T = \vec{\theta}$; $I(\vec{\theta})$ – информационная матрица Фишера:

$$I(\vec{\theta}) = \mathbf{E} \begin{pmatrix} \left(\frac{\partial L}{\partial \theta_1}\right)^2 & \dots & \frac{\partial L}{\partial \theta_1} \cdot \frac{\partial L}{\partial \theta_r} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial L}{\partial \theta_1} \cdot \frac{\partial L}{\partial \theta_r} & \dots & \left(\frac{\partial L}{\partial \theta_r}\right)^2 \end{pmatrix}; \quad (19)$$

$L = L(X) = \ln f(X)$ – логарифм плотности распределения вектора X (логарифмическая функция правдоподобия).

Информационная матрица $I(\vec{\theta})$ оценивается усреднением выражения под знаком математического ожидания $\mathbf{E}$ из формулы (19) по случайным выборкам сигнала при заданных значениях сообщения $\vec{\theta}$ и уровней шума A и σ .

Ограничим область интегрирования γ -доверительной областью $G(X)$ на сообщение $\vec{\theta}$, то есть такой областью, что вероятность:

$$P\{\vec{\theta} \in G(X)\} \geq \gamma, \quad (20)$$

где G зависит от выборки X , но не от $\vec{\theta}$.

Так как по формуле Байеса имеет место равенство:

$$f(X|\vec{\theta}) = \frac{f(\vec{\theta}|X)f(X)}{f(\vec{\theta})}, \quad (21)$$

считая, что плотность $f(\vec{\theta})$ ограничена и не равна нулю (например, представляет равномерное распределение), при заданной выборке X можно считать, что плотность $f(X|\vec{\theta})$ пропорциональна плотности $f(\vec{\theta}|X)$. Отсюда можно сделать вывод, что при γ , близком к 1, плотность $f(X|\vec{\theta})$, как и плотность $f(\vec{\theta}|X)$, сосредоточена в γ -доверительной области на $\vec{\theta}$.

Следуя [17], построим доверительную область для сообщения $\vec{\theta}$, основываясь на оценке максимального правдоподобия:

$$\vec{\hat{\theta}} = (\hat{\theta}_1, \dots, \hat{\theta}_r) = \underset{\vec{\theta}}{\operatorname{argmax}} f(Z|\vec{\theta}).$$

Эта оценка является асимптотически и эффективной, и нормальной: с увеличением размера выборки неравенство (18) стремится обратиться в равенство, а распределение $f(\vec{\hat{\theta}})$ стремится к нормальному с ковариационной матрицей $I^{-1}(\vec{\theta})$:

$$f(\vec{\hat{\theta}}) = \frac{|I(\vec{\theta})|}{(2\pi)^r} e^{-\frac{(\vec{\theta}-\vec{\hat{\theta}})' I(\vec{\theta})(\vec{\theta}-\vec{\hat{\theta}})}{2}}. \quad (22)$$

Показатель экспоненты многомерного гауссовского распределения оценки $\vec{\hat{\theta}}$ (22) задает эллипсоид рассеяния, имеющий уравнение:

$$I_{11}(\theta_1 - \hat{\theta}_1)^2 + 2I_{12}(\theta_1 - \hat{\theta}_1)(\theta_2 - \hat{\theta}_2) + \dots + I_{rr}(\theta_r - \hat{\theta}_r)^2 \leq R^2, \quad (23)$$

где I_{ij} – элемент информационной матрицы (19) в позиции (i, j) ; R – число, задающее размер эллипсоида.

Этот эллипсоид и характеризует доверительную область на сообщение $\vec{\hat{\theta}}$, по которой надо интегрировать в (17). Полуоси эллипсоида однозначно задают вероятность попадания в него случайной величины $\vec{\hat{\theta}}$. Их можно пропорционально изменять, выбирая коэффициент R в (23). Левая часть (23) имеет распределение $\chi^2(r)$. Соответственно, для попадания $\vec{\hat{\theta}}$ в эллипсоид с вероятностью γ необходимо выбрать $R^2 = \chi_{\gamma, r}^2$, где $\chi_{\gamma, r}^2$ – γ -квантиль распределения χ^2 с r степенями свободы.

С уменьшением уровня помех диаметр доверительной области (23) тоже уменьшается. В случае интегрирования (17) по всему множеству значений сообщения с уменьшением уровня помех придется покрывать это множество сеткой со все большим числом узлов, иначе может случиться так, что ни один узел сетки не попадет в область фактического положения поверхности распределения.

Предлагаемый метод численного интегрирования только по доверительной области (23) позволяет проводить вычисления на сетке с фиксированным числом узлов, покрывающей доверительную область.

Покажем пример вычисления количества информации по формулам (3–6) с интегрированием (17) по доверительной области (23). Пусть радиолокационная станция измеряет расстояние до объекта R и его радиальную скорость V . Возьмем модель принятого сигнала из работы [19]:

$$y(t) = \left(U\left(t - \frac{2r}{c}\right) - U\left(t - T - \frac{2r}{c}\right) \right) \times \\ \times s\left(t - \frac{2r}{c}\right) \cdot e^{i\frac{v}{c}2\pi f} \cdot \frac{Gc}{fr^2} \sqrt{\frac{S_0}{4\pi^3}} \cdot \xi(t) + \\ + \vartheta(t) + \zeta(t), \quad (24)$$

где $y(t)$ – принятый сигнал; $s(t)$ – посланный сигнал; $U(t)$ – ступенчатая функция Хевисайда; T – длительность сигнала; r – расстояние до объекта; v – радиальная скорость объекта; c – скорость распространения сигнала; S_0 – эффективная площадь рассеяния объекта; G – коэффициент усиления антенны; f – высокая несущая частота сигнала; ξ – комплексный коэффициент амплитудно-фазового искажения (7), ϑ – гауссовская случайная величина с переменной дисперсией, моделирующая помеху в виде искаженного собственного сигнала, отраженного от поверхности Земли; ζ – гауссовская случайная величина, представляющая АБГШ.

Вычислим количество информации о параметрах R и V , получаемой после посылки сигнала $s(t)$ (24) в виде 30 импульсов длительностью 0,35 мкс с интервалом между импульсами 0,71 мс. Распределение R, V будем считать равномерным в прямоугольнике $R = 105 \dots 60000$ м, $V = -20 \dots 20$ м/с. На рисунке 1 изображена поверхность условной плотности принятого сигнала $\vec{y}$. Плотность нормирована относительно своего максимального значения.

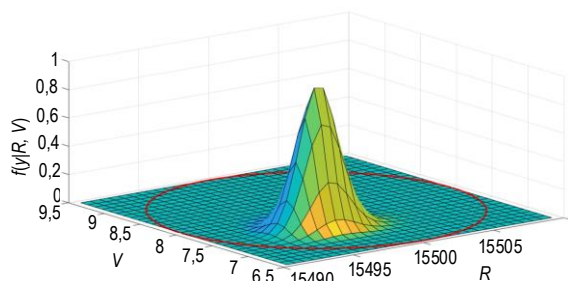


Рис. 1. Поверхность условной плотности распределения выборки y

Fig. 1. Conditional Probability Density Function of Sampling y

При некотором уровне помех в соответствии с формулой (23) поверхность распределения локализуется в эллипсе, лежащем в области размерами

20 на 3, показанном на рисунке 1 красным цветом. Очевидно, что интегрировать только по данному эллипсу значительно менее вычислительно затратно, чем интегрировать по всей исходной области размером 59895 на 40.

Полученные по формуле (3) графики зависимости количества информации о расстоянии и скорости, взятых вместе ($R + V$ – информация) и по отдельности (R – информация, V – информация) от отношения «сигнал/помеха» при учете мультипликативных и фазовых помех показаны на рисунке 2. Аналогичные графики при учете только АБГШ показаны на рисунке 3.

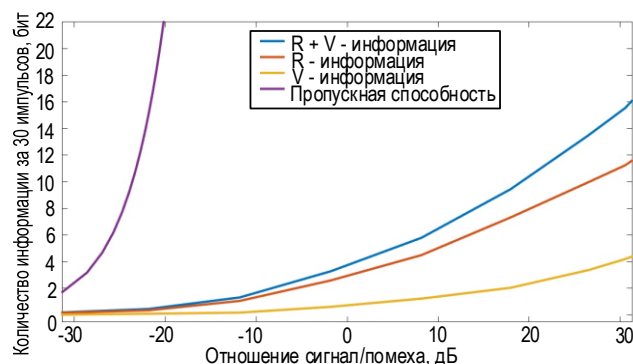


Рис. 2. Количество информации о расстоянии и скорости, получаемой при наличии АБГШ и мультипликативно-фазовых помех

Fig. 2. Amount of Range and Speed Information in Condition of Additive White Gaussian Noise, Multiplicative and Phase Noise

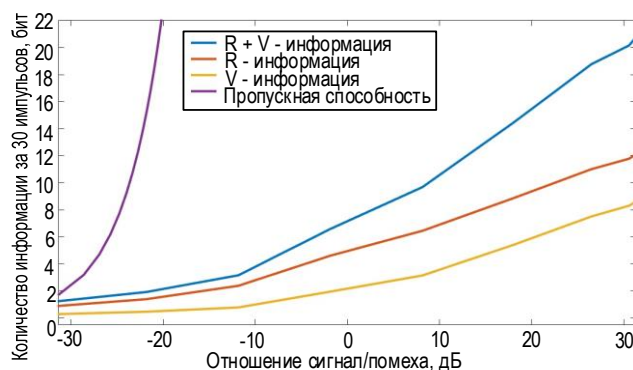


Рис. 3. Количество информации о расстоянии и скорости, получаемой при наличии только АБГШ

Fig. 3. Amount of Range and Speed Information in Condition of Additive White Gaussian Noise Only

Также на рисунках 2 и 3 показана верхняя граница количества информации, вычисленная по формуле пропускной способности канала связи, образуемого между объектом и радиолокационной станцией. Отношение «сигнал/помеха» понимается как отношение усредненной по всем расстояниям до объекта средней мощности сигнала к средней мощности АБГШ.

Существенное различие пропускной способности канала «объект-станция» и полученного количества информации объясняется тем, что при измерении расстояния и скорости теряется большое количество информации о других свойствах объекта

и окружающей среды, которую также переносит принимаемый сигнал.

Сформулируем метод нахождения плотности $f(\vec{y})$ в случае, когда сигнал содержит дискретное сообщение.

Метод определения плотности выборки сигнала, несущего дискретное сообщение

Плотность $f(\vec{y})$ выборки сигнала, несущего дискретное сообщение x_l , равна:

$$f(\vec{y}) = \sum_{l=1}^{q^M} P(x_l) f(\vec{y}|x_l), \quad (25)$$

где $f(\vec{y}|x_l)$ – условная плотность выборки при передаче сообщения x_l ; q – число возможных значений символа в сообщении x ; M – длина сообщения; $P(x_l)$ – вероятность того, что сообщение приняло значение x_l .

В работе [18] плотность вероятности (25) считалась для сообщения из 5 символов с вычислением

всех слагаемых из выражения (25). Однако, так как число возможных значений дискретного сообщения увеличивается экспоненциально с его длиной, такой подход неприменим при большой длине сообщения.

Для эффективного определения плотности $f(\vec{y})$ распределения выборки принятого сигнала, несущего дискретное сообщение, предлагается метод Монте-Карло, описанный ниже.

Разделим все сообщения x_l длины M на $M+1$ классов по числу позиций, в которых они отличаются от фактически переданного сообщения (числу ошибок). Не нарушая общности, предположим, что символы в сообщении принимают равновероятные значения от 1 до q .

Представим (3) в виде выражения (26), где M – длина сообщения; q – число возможных значений символа в сообщении x ; x_i^j – i -е сообщение, содержащее j ошибок; C_M^k – число сочетаний из M по k ; $(q-1)^k C_M^k$ – число сообщений, содержащих k ошибок.

$$\frac{1}{q^M} \sum_{l=0}^{q^M} f(\vec{y}|x_l) = \frac{1}{q^M} \left(\begin{aligned} & f(\vec{y}|x_1^0) + \\ & + f(\vec{y}|x_1^1) + f(\vec{y}|x_2^1) + \dots + f(\vec{y}|x_{(q-1)M}^1) + \\ & + f(\vec{y}|x_1^2) + f(\vec{y}|x_2^2) + \dots + f(\vec{y}|x_{(q-1)^2 C_M^2}^2) + \\ & + f(\vec{y}|x_1^3) + f(\vec{y}|x_2^3) + \dots + f(\vec{y}|x_{(q-1)^3 C_M^3}^3) + \dots + \\ & + f(\vec{y}|x_1^M) + f(\vec{y}|x_2^M) \dots + f(\vec{y}|x_{(q-1)^M}^M) \end{aligned} \right), \quad (26)$$

Для каждого числа ошибок $k = 0 \dots M$ будем вычислять частичную сумму из (26) как математическое ожидание функции равномерно распределенной случайной величины x_i^k :

$$\begin{aligned} S_k &= f(\vec{y}|x_1^k) + \dots + f(\vec{y}|x_{(q-1)^k C_M^k}^k) = \\ &= (q-1)^k C_M^k \cdot \sum_{i=0}^{(q-1)^k C_M^k} \frac{1}{(q-1)^k C_M^k} \cdot f(\vec{y}|x_i^k) = \\ &= (q-1)^k C_M^k \cdot \mathbf{E}f(\vec{y}|x_i^k). \end{aligned} \quad (27)$$

Математическое ожидание $\mathbf{E}f(\vec{y}|x_{kl})$ приближим суммой:

$$\mathbf{E}_H f(\vec{y}|x_i^k) = \frac{1}{H} \sum_{l=1}^H f(\vec{y}|x_l^k), \quad (28)$$

где H выберем достаточно большим для возможности применения закона больших чисел ($H \geq 100$). Сложим по всем k полученные значения частичных сумм (26). Получим приближенную формулу для $f(\vec{y})$:

$$f(\vec{y}) \approx \frac{1}{q^M} \sum_{k=0}^M (q-1)^k C_M^k \mathbf{E}_H f(\vec{y}|x_i^k), \quad (29)$$

где $\mathbf{E}_H f(\vec{y}|x_i^k)$ вычисляется по формуле (28).

Переход к вероятностному алгоритму суммирования позволяет избавиться от перебора всех q^M комбинаций и находить плотность вероятности сигнала, зависящего от сообщения произвольной длины, за линейное время от этой длины. Каждая частичная сумма S_k (27) приближается суммой ровно H слагаемых (28) вместо $(q-1)^k C_M^k$ слагаемых при детерминированном суммировании.

Покажем пример вычисления количества информации по формулам (3–6) с суммированием по формуле (29).

Пусть принимается сигнал с модуляцией QPSK [20] с символьной скоростью 25000 бод в полосе 31500 Гц, искаженный мультипликативным и фазовым шумами, сосредоточенными в полосе шириной в 1/10 полосы сигнала, и АБГШ. Графики зависимости количества информации, содержащейся в 15 принятых посылках, от отношения «сигнал/помеха» при учете смеси шумов и только АБГШ, показаны на рисунке 4. Также на рисунке показана верхняя граница количества информации, вычисленная по формуле пропускной способности канала связи.

Отношение «сигнал/помеха» понимается в классическом смысле (как отношение средней мощности сигнала к средней мощности АБГШ).

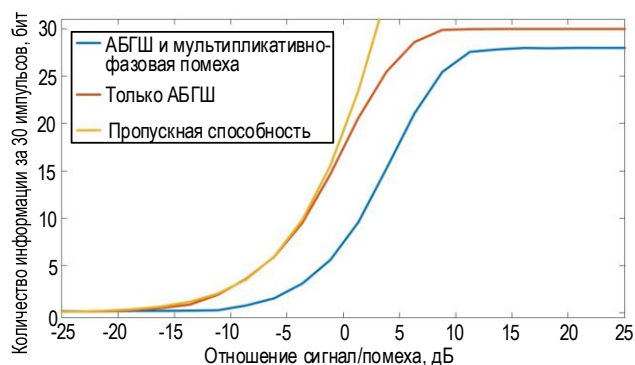


Рис. 4. Зависимость количества информации в 15 QPSK-посылках от отношения «сигнал/помеха»

Fig. 4. Dependence of Amount of Information in 15 QPSK Messages on Signal-to-Noise Ratio

Полученное количество информации показывает предельно возможную скорость передачи информации по каналу связи с данной моделью шумов и данным видом модуляции несущего информацию сигнала. При использовании модуляции QPSK скорость передачи информации искусственно ограничивается символьной скоростью. Это видно из рисунка 4: с увеличением отношения «сигнал/помеха» количество информации стремится к верхней границе в 30 бит, в то время как количество информации за то же время, вычисленное по формуле пропускной способности, неограниченно возрастает.

Из графика, представленного на рисунке 4, можно сделать вывод, что пропускная способность канала связи с QPSK-сигналом может быть в полной мере использована только при низких отношениях «сигнал/помеха». С уменьшением отношения «сигнал/помеха» графики количества информации, вычисленные по формуле пропускной способности и с помощью синтезированных методов неограниченно сближаются, в то же время стремясь к нулю. При наличии только гауссовских помех передача информации со скоростью, близкой к пропускной способности, возможна при отношении «сигнал/помеха» не более -5 дБ.

Физический смысл потери примерно двух бит информации при воздействии мультипликативного и фазового шума и отсутствии АБГШ заключается в том, что при наличии медленно меняющейся равномерной фазовой помехи с высокой вероятностью весь сигнал получает фазовый сдвиг в диапазоне от 0 до 2π . Так как все фазовые сдвиги равновероятны,

сообщения, в которых все символы, представленные четырьмя значениями фазы QPSK-сигнала, смещены на одно и то же число позиций от 0 до 3, становятся принципиально неотличимыми.

Количество информации о четырех равновероятных сдвигах как раз и составляет два бита.

Заключение

В статье выполнен синтез численного метода нахождения количества информации, переносимой сигналом с известной многомерной плотностью распределения выборки, зависящей от передаваемого непрерывного или дискретного сообщения по формулам (3–6).

Синтезированы численные методы нахождения многомерной безусловной плотности распределения выборки сигнала, несущего непрерывное сообщение с использованием формул (17, 19, 23), или несущего дискретное сообщение – (28, 29).

Получено аналитическое выражение для многомерной условной плотности выборки сигнала произвольной формы, искаженного смесью АБГШ, рэлеевских мультипликативных и равномерных фазовых коррелированных помех (9–16).

Ряд вычислительных экспериментов показал, что, несмотря на существенно многомерный характер интеграла (1) по выборкам, состоящим из десятков тысяч точек, предлагаемые численные методы показывают быструю сходимость к результату. На рассмотренных примерах абсолютная погрешность 0,5 бит с доверительной вероятностью 99 % достигалась не более, чем за 1000 шагов.

Применение синтезированных численных методов продемонстрировано на примере вычисления количества информации о расстоянии до объекта и его радиальной скорости, получаемой радиолокационной станцией после послышки сигнала из заданного числа импульсов (случай непрерывного сообщения) и на примере вычисления количества информации, содержащейся в заданном числе посылок с модуляцией QPSK (случай дискретного сообщения).

Количество информации вычислялось с двумя моделями помех: моделью АБГШ и моделью смеси АБГШ, мультипликативных рэлеевских и равномерных фазовых коррелированных помех. Таким образом, синтезированные в работе численные методы позволяют исследовать влияние смеси гауссовских и негауссовских коррелированных помех и вида модуляции сигнала на теоретико-информационные характеристики радиоканала.

Список используемых источников

1. Шеннон К.Э. Работы по теории информации и кибернетике. М.: Изд-во иностранной литературы, 1963. 829 с.
2. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Моделирование плотности распределения вероятности смеси сигнала, подверженного воздействию амплитудных искажений и аддитивной помехи // Радиотехника. 2017. № 1. С. 103–110.
3. Hoffmann G.S., Helberg A.S.J., Groble M.J. A Brief Survey of Channel Models for Land Mobile Satellite Communication // Proceedings of Southern Africa Telecommunication Networks and Application Conference (SATNAC). 2010.

4. Lakhzouri A., Lohan E.S., Saastamoinen I., Renfors M. Interference and Indoor Channel Propagation Modeling Based on GPS Satellite Signal Measurements // Proceedings of the 18th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2005, Long Beach, USA, 13–16 September 2005). ION, 2005. PP. 896–901.
5. Коган И.М. Прикладная теория информации. М.: Радио и связь, 1981. 216 с.
6. Тырсин А.Н. Энтропийное моделирование многомерных стохастических систем. Воронеж: Издательство «Научная книга», 2016. 156 с.
7. Цветков О.В. Энтропийный анализ данных в физике, биологии и технике. СПб.: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В.И. Ульянова (Ленина), 2015. 202 с.
8. Sethuraman V., Hajek B. Low SNR Capacity of Fading Channels with Peak and Average Power Constraints // Proceedings of the International Symposium on Information Theory (ISIT 2006, Seattle, USA, 9–14 July 2006). IEEE, 2006. DOI:10.1109/ISIT.2006.261620
9. Li J., Bose A., Zhao Y.Q. Rayleigh flat fading channels' capacity // Proceedings of the 3rd Annual Communication Networks and Services Research Conference (CNSR'05, Halifax, Canada, 16–18 May 2005). IEEE, 2005. DOI:10.1109/CNSR.2005.52
10. Hamdi K.A. Capacity of MRC on Correlated Rician Fading Channels // IEEE Transactions on Communications. 2008. Vol. 56. Iss. 5. PP. 708–711. DOI:10.1109/TCOMM.2008.060381
11. Дядюнов А.Н., Силин Д.М. Информационный критерий эффективности систем оценки параметров сигнала // Электросвязь. 2019. № 10. С. 44–47.
12. Zhong Y., Xu H. InSAR system modeling and optimal baseline design based on information theory // Proceedings of the International Conference on Radar (RADAR, Guangzhou, China, 10–13 October 2016). IEEE, 2016. DOI:10.1109/RADAR.2016.8059335
13. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: БХВ-Петербург, 2011.
14. Колмогоров А.Н. Избранные труды. Том 3. Теория информации и теория алгоритмов. М.: Наука, 2005.
15. Соболев И.М. Численные методы Монте-Карло. М.: Наука, 1973.
16. Боровков А.А. Теория вероятностей. М.: Едиториал URSS, 2003. 470 с.
17. Ивченко Г.И., Медведев Ю.И. Введение в математическую статистику. М.: Издательство ЛКИ, 2015. 600 с.
18. Силин Д.М., Дядюнов А.Н. Моделирование сигнала космической связи с негауссовскими коррелированными искажениями // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. 2020. Т. 7. № 3. С. 42–50. DOI:10.30894/issn2409-0239.2020.7.3.42.50
19. Скольник М. Справочник по радиолокации. Том 1. М.: Сов. радио, 1976. 456 с.
20. Квадратурная фазовая манипуляция (QPSK) // DSPLIB.org. URL: https://ru.dsplib.org/content/signal_qpsk/signal_qpsk.html (дата обращения 26.01.2022)

* * *

Calculation of Information-Theoretic Properties of a Communication Channel with Real Signals and Non-Gaussian Noise

D. Silin^{1, 2} 

¹Geyser-Telecom, LTD,
Moscow, 105118, Russian Federation

²Bauman Moscow State Technical University,
Moscow, 105005, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-91-99

Received 25th January 2022

Revised 25th February 2022

Accepted 25th February 2022

For citation: Silin D. Calculation of Information-Theoretic Properties of a Communication Channel with Real Signals and Non-Gaussian Noise. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(1):91–99. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-1-91-99

Abstract: The paper proposes numerical methods to calculate the data transfer rate over a communication channel with real signals in the presence of a mixture of Gaussian and non-Gaussian correlated noise. This paper considers the transmission of discrete and continuous messages. The estimate of the data transmission rate given by the proposed methods is much more accurate than the estimation given by the Shannon limit. The proposed methods can be used

for the information-theoretical analysis of the wide range of systems: systems of digital and analogous communication, radiolocation and radio navigation.

Keywords: numerical method, amount of information, capacity, multiplicative noise, phase noise, correlated noise, non-Gaussian noise, radiolocation, digital communication, analogous communication.

References

1. Shannon K.E. *Works on Information Theory and Cybernetics*. Moscow: Izdatelstvo inostrannoi literatury Publ.; 1963. 829 p. (in Russ.)
2. Artyushenko V.M., Volovach V.I. Modeling of probability density function of Signal Mixture Exposed to Amplitude Distortion and Additive Noise. *Radiotekhnika*. 2017;1:103–110. (in Russ.)
3. Hoffmann G.S., Helberg A.S.J., Groble M.J. A Brief Survey of Channel Models for Land Mobile Satellite Communication. *Proceedings of Southern Africa Telecommunication Networks and Application Conference, SATNAC*. 2010.
4. Lakhzouri A., Lohan E.S., Saastamoinen I., Renfors M. Interference and Indoor Channel Propagation Modeling Based on GPS Satellite Signal Measurements. *Proceedings of the 18th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation, ION GNSS 2005, 13–16 September 2005, Long Beach, USA*. ION; 2005. p.896–901.
5. Kogan I.M. *Applied Information Theory*. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 1981. 216 p. (in Russ.)
6. Tyrsin A.N. *Entropy Modeling of Multidimensional Stochastic Systems*. Voronezh: Nauchnaia kniga Publ.; 2016. 156 p. (in Russ.)
7. Tsvetkov O.V. *Entropy Data Analysis in Physics, Biology and Engineering*. St. Petersburg: ETU “LETI” Publ.; 2015. 202 p. (in Russ.)
8. Sethuraman V., Hajek B. Low SNR Capacity of Fading Channels with Peak and Average Power Constraints. *Proceedings of the International Symposium on Information Theory, ISIT 2006, 9–14 July 2006, Seattle, USA*. IEEE; 2006. DOI:10.1109/ISIT.2006.261620
9. Li J., Bose A., Zhao Y.Q. Rayleigh flat fading channels' capacity. *Proceedings of the 3rd Annual Communication Networks and Services Research Conference, CNSR'05, 16–18 May 2005, Halifax, Canada*. IEEE; 2005. DOI:10.1109/CNSR.2005.52
10. Hamdi K.A. Capacity of MRC on Correlated Rician Fading Channels. *IEEE Transactions on Communications*. 2008;56(5):708–711. DOI:10.1109/TCOMM.2008.060381
11. Dyadunov A.N., Silin D.M. Information Criterion of the Efficiency of Signal Parameters Estimation Systems. *Electrosvyaz magazine*. 2019;10:44–47. (in Russ.)
12. Zhong Y., Xu H. InSAR system modeling and optimal baseline design based on information theory. *Proceedings of the International Conference on Radar, RADAR, 10–13 October 2016, Guangzhou, China*. IEEE; 2016. DOI:10.1109/RADAR.2016.8059335
13. Sergienko A.B. *Digital Signal Processing*. St. Petersburg: BHV-Petersburg Publ.; 2011. (in Russ.)
14. Kolmogorov A.N. *Selected Works. Vol. 3. Information Theory and Theory of Algorithms*. Moscow: Nauka Publ.; 2005. (in Russ.)
15. Sobol I.M. *Numerical Monte Carlo Methods*. Moscow: Nauka Publ.; 1973. (in Russ.)
16. Borovkov A.A. *Probability Theory*. Moscow: Editorial URSS Publ.; 2003. 470 p. (in Russ.)
17. Ivchenko G.I., Medvedev Yu.I. *Introduction to Mathematical Statistics*. Moscow: LKI Publ.; 2015. 600 p. (in Russ.)
18. Silin D.M., Dyadunov A.N. Simulation of a Space Communication Signal with Non-Gaussian Correlated Distortions. *Rocket-Space Device Engineering and Information Systems*. 2020;7(3):42–50. (in Russ.) DOI:10.30894/issn2409-0239.2020.7.3.42.50
19. Skolnik M. *Handbook of Radar. Vol. 1*. Moscow: Sov. radio Publ.; 1976. 456 p. (in Russ.)
20. *DSPLIB.org*. Quadrature Phase Shift Keying. (in Russ.) Available from: https://ru.dsplib.org/content/signal_qpsk/signal_qpsk.html [Accessed 26.01.2022]

Сведения об авторе:

СИЛИН
Денис Михайлович

руководитель группы ООО «Гейзер-Телеком», аспирант кафедры информационных систем и телекоммуникаций Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана (национальный исследовательский университет), dsln@mail.ru

 <https://orcid.org/0000-0002-5385-2181>



Российская неделя
высоких технологий
РНВТ



Минцифры
России



МИНПРОМТОРГ
РОССИИ



Комитет Государственной Думы
по науке и высшему образованию



РОСКОМНАДЗОР

Федеральная служба по надзору в сфере связи,
информационных технологий
и массовых коммуникаций



НП «ГЛОНАСС»
Федеральный сетевой оператор



ТОРГОВО-ПРОМЫШЛЕННАЯ ПАЛАТА
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

СВЯЗЬ

«Информационные и коммуникационные
технологии»

26–29 апреля 2022

34-я международная выставка

12+

Реклама



Организатор



ЭКСПОЦЕНТР

Россия, Москва, ЦВК «ЭКСПОЦЕНТР»

www.sviaz-expo.ru

76 РЕГИОНАЛЬНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ
СТУДЕНТОВ, АСПИРАНТОВ И МОЛОДЫХ УЧЕНЫХ

СТУДЕНЧЕСКАЯ ВЕСНА

Научные направления конференции:

- 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



APINO.SPBGUT.RU/STUD-VESNA

СПбГУТ)))

**24-25
МАЯ 2022**

Выходные данные

Дизайн обложки – ООО «Комильфо»

План издания научной литературы 2022 г., п. 5

Дата выхода в свет	Усл.-печ. л.	Формат	Тираж	Заказ	Свободная цена
31.03.2022	13	60×84 _{1/8}	1000 экз.	№ 1325	

Ответственный редактор **Татарникова И.М.**
Выпускающий редактор **Яшугин Д.Н.**

Адрес типографии:
193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков, 22/1

Учредитель и издатель:

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования "Санкт-Петербургский государственный университет
телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича"

E-mail: tuzs@spbgut.ru Web: tuzs.sut.ru VK: vk.com/spbtuzs



Подписной индекс в Объединенном каталоге "ПРЕССА РОССИИ" - 59983