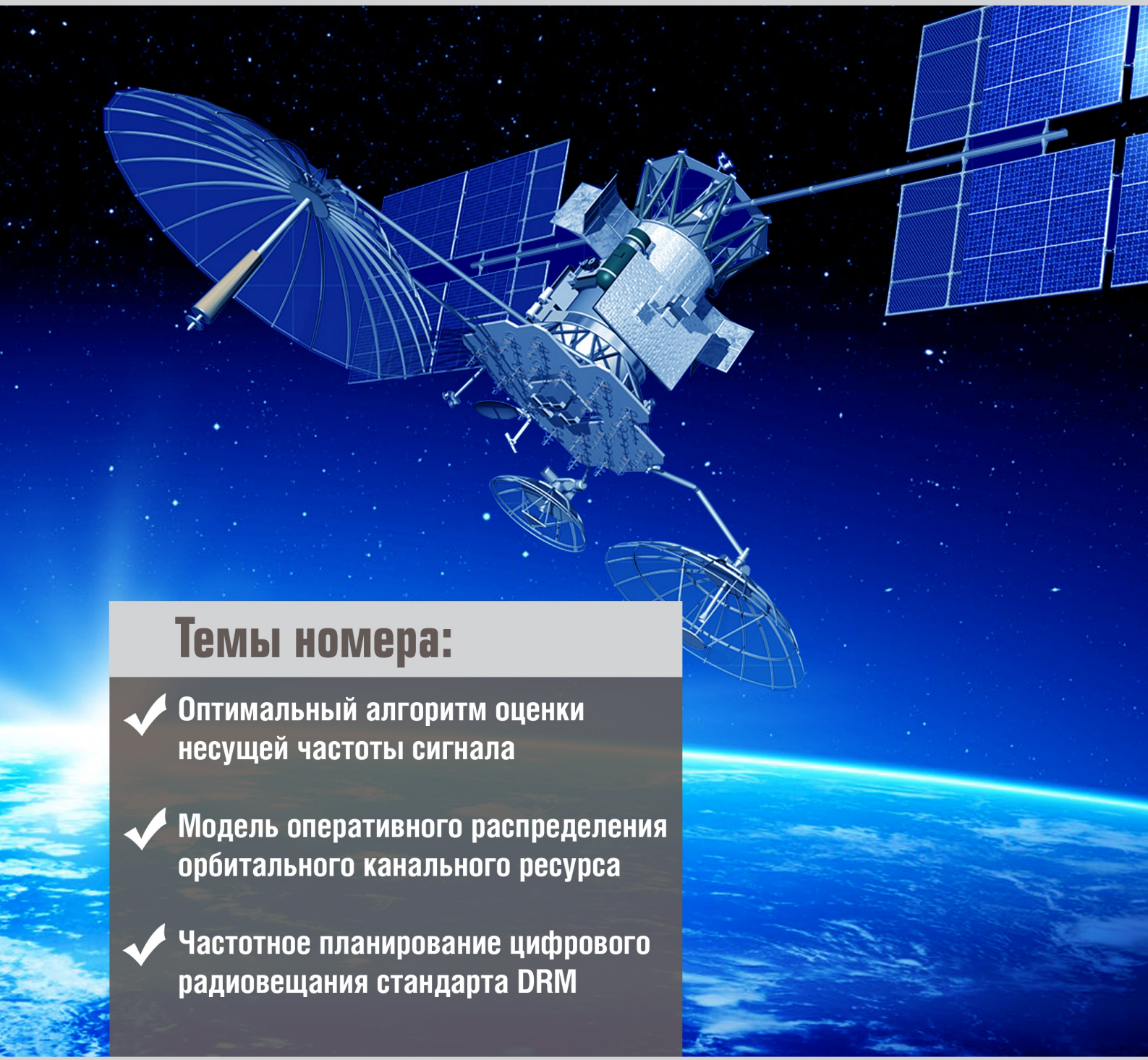
ISSN: 1813-324X (print)
2712-8830 (online)

ТРУДЫ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ СВЯЗИ

Том 7. № 3
2021



Темы номера:

- Оптимальный алгоритм оценки несущей частоты сигнала
- Модель оперативного распределения орбитального канального ресурса
- Частотное планирование цифрового радиовещания стандарта DRM

Vol. 7. Iss. 3
2021

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 7. № 3

Proceedings of Telecommunication Universities

Vol. 7. Iss. 3

Санкт-Петербург

2021

Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 3. ISSN: 1813-324X (print), 2712-8830 (online)

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 (приказ № 118 от 24.02.2021):

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

Буйневич М.В. *Зам. Главного редактора* — 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 учредителя: 191186, Санкт-Петербург, набережная реки Мойки, д. 61, литера А

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

© СПбГУТ, 2021

Proc. of Telecom. Universities. 2021. Vol. 7. Iss. 3. ISSN: 1813-324X (print), 2712-8830 (online)

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 118 of 24 February 2021):

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 — PhD, associate prof., executive Director of Open Joint Stock Company «S.I. Vavilov State Optical Institute» (SOI), Saint-Petersburg, Russia
Editor-in-chief

M.V. Buinevich — DSc, prof., The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia
Deputy editor-in-chief

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

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

I. Hošek — PhD, Brno University of Technology, Brno, Czech Republic

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Yu.A. Kovalgin — DSc, prof., The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunication (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia

A.G. Vladyko — PhD, The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunication (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia

Registration Information

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

Subscription index for joint catalog «PRESSA ROSSII»: 59983

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

Contact Information

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

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

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

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

E-mail: tuzs@spbgut.ru

Web: http://tuzs.sut.ru

© SPbSUT, 2021 г.

Юбилей с оценкой «*отлично*»: профессору В.И. Коржику – 85!

10 августа доктору технических наук, профессору, заслуженному работнику Высшей Школы РФ, члену международного научного общества IEEE, Почетному профессору СПбГУТ, ветерану Вооруженных Сил СССР, Ветерану труда, члену Редакционного совета научного журнала «Труды учебных заведений связи» Валерию Ивановичу Коржику исполнилось 85 лет!

Целеустремленность и твердый характер – этому могут позавидовать многие! Отец Валерия Ивановича был военнослужащим, работал на авиационном заводе. В 1936 г. он летал на самолете с самим Валерием Чкаловым, испытывая авиационные радиостанции. В честь легендарного летчика и был назван Валерий Иванович.

В 1954 г. В.И. Коржик заканчивает с серебряной медалью среднюю школу и поступает в Военную Краснознаменную Академию Связи им. С.М. Буденного (ВКАС), которую заканчивает уже с золотой медалью, и начинает свою научную трудовую деятельность в Исследовательском институте МО. Затем поступает в адъюнктуру ВКАС; по окончании там же служит преподавателем, а впоследствии старшим преподавателем. В 1989 г. увольняется в запас в чине полковника и устраивается на работу в Ленинградский электротехнический институт связи (ЛЭИС) имени проф. М.А. Бонч-Бруевича, где и продолжает трудиться до настоящего времени в должности Почетного профессора СПбГУТ.

Еще будучи курсантом, Валерий Иванович проявлял интерес к научно-исследовательской деятельности. Однако решающую роль в формировании Валерия Ивановича как ученого сыграл его научный руководитель – лауреат Сталинской Премии, профессор Л.М. Финк, с которым В.И. Коржик и после окончания адьюнктуры продолжает совместные научные исследования. В 1965 г. Валерий Иванович защищает диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук, а в 1972 г. – на соискание ученой степени доктора технических наук. Параллельно, в 1969 г., он заканчивает вечернее отделение математико-механического факультета Ленинградского государственного университета и получает диплом по специальности «математика», что уже не удивительно, с отличием.

Основными областями интересов в научной деятельности профессора Коржика стали теория сигналов, теория помехоустойчивого кодирования (в части кодов с обнаружением ошибок), защита систем связи от преднамеренных помех, развитие Вайнеровской концепции отводного канала (в части кодового зашумления), прикладная криптография и цифровая стеганография.

В этих направлениях им были получены следующие новые и значимые для науки результаты: определение огибающей сигналов и исследование ее основных свойств, расширенное преобразование Гильберта и его применение в теории сигналов, оценки вероятностей ошибок, не обнаруживаемых линейными кодами, оценка эффективности применения помехоустойчивых кодов в каналах со случайной структурой, оценка эффективности распределения ключей в каналах с шумом и в каналах с замираниями, обобщенный алгоритм Витерби и его применения, защита систем ЦВЗ от атаки клонирования, взлом криптосистемы Дина и Голдсмит, распределение ключей при помощи управления диаграммой направленности антенны, оценка стойкости стегосистем при помощи расстояния Бхаттачариа, обнаружение стегосистем на основе использования NIST-тестов.

Научные результаты профессора Коржика (в том числе в соавторстве со своими учениками) опубликованы более чем в 200-х печатных работах, в том числе в восьми монографиях, из них две – изданных за рубежом (на польском языке и на английском, в академическом издательстве Kluwer Publishers).

Статьи В.И. Коржика напечатаны в ведущих отечественных научных журналах «Проблемы передачи информации», «Теория вероятности и ее применения», «Радиотехника», «Радиотехника и электроника», «Труды учебных заведений связи» и др., а также в престижных зарубежных изданиях. Его научная биография насчитывает множество выступлений с докладами как на отечественных («Теория помехоустойчивого кодирования», «Симпозиум по использованию избыточности в информационных системах», «Международный симпозиум по теории информации» и др.), так и зарубежных конференциях и симпозиумах, причем на английском языке.

МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНАЯ И ПРЕПОДАВАТЕЛЬСКАЯ ДЕЯТЕЛЬНОСТЬ

Авторские курсы и лекции:

- ✓ Теория электрической связи (Национальный политехнический институт, Мехико, Мексика)
- ✓ Помехоустойчивое кодирование в каналах случайных структур (Университет Бергена, Норвегия)
- ✓ Основы симметричной и несимметричной криптографии (Университет Дамаска, Сирия)
- ✓ Углубленный курс криптографии (Университет Шарлотт, Северная Каролина, США)
- ✓ Бесключевая криптография (Университет Пёрдью, Уэст-Лафейетт, США)
- ✓ Распределение ключей в условиях активного противодействия (Технический университет Эйндховена, Нидерланды; Исследовательский университет AIST, Япония)
- ✓ Математические аспекты квантовой криптографии (Оксфордский университет, Англия)
- ✓ Основы стеганографии (Государственный Институт Связи, Варшава, Польша; Университет Хельсинки, Финляндия)
- ✓ Цифровая стеганография (Университет Чонджу, Южная Корея)
- ✓ ЦВЗ для аутентификации (Университет Порту, Португалия)
- ✓ ЦВЗ, устойчивые к атакам (Наньянский технологический университет, Сингапур)

Публикации в научных изданиях:

- ✓ IEEE Transaction on IT
- ✓ IEICE Transaction on Information and Systems
- ✓ Transaction on Data Hiding and Multimedia Security
- ✓ International Journal of Information Security
- ✓ Lecture Notes in Computer Science
- ✓ Informatica
- ✓ Journal of Information Hiding and Multimedia Signal Processing
- ✓ Computer Science and Information Systems
- ✓ International Journal of Computer Science and Applications
- ✓ Discrete Mathematics
- ✓ IEEE Signal Processing Letters, etc.

Участие в конференциях и симпозиумах:

- ✓ IEEE Symposium on Information Theory
- ✓ EUROCRYPT, ASIACRYPT, AUSCRYPT
- ✓ Algebraic coding theory workshop
- ✓ IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications
- ✓ IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications Spanish Meeting on Cryptography and Information Security
- ✓ Workshop on Cryptology and Network Security
- ✓ Mathematical methods, models in architectures for computer network security
- ✓ Workshop on Digital Watermarking
- ✓ Information Hiding Workshop
- ✓ International Multiconference on Computer Science and Information Technology
- ✓ ELMAR Conference
- ✓ FRUCT conferences
- ✓ MIPRO Conferences
- ✓ Symposium on Multimedia Application and Processing
- ✓ FedCSIS conferences
- ✓ CTCrypt conference etc.

Группы специалистов под руководством В.И. Коржика выполнили целый ряд научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ для ведущих промышленных предприятий СССР и РФ.

Значительное место в его профессиональной деятельности занимает преподавательская работа. В интересах телекоммуникационной отрасли и сферы информационной безопасности В.И. Коржиком было подготовлено свыше сотни дипломников, в том числе и с квалификациями бакалавров и магистров. Он являлся научным руководителем 38-ми адъюнктов и аспирантов, успешно защитивших кандидатские диссертации. Впоследствии 7 из них стали докторами наук и профессорами, а некоторые – заведующими кафедр технических университетов; столько же работают сейчас профессорами и доцентами СПбГУТ. В настоящее время под его руководством готовятся к защите диссертации 4 аспиранта. Валерий Иванович активно участвовал в создании кафедры «Информационная безопасность» ЛЭИС, ныне – кафедра защищенных систем связи (ЗСС) СПбГУТ.

На кафедре ЗСС Валерием Ивановичем были впервые поставлены курсы «Основы криптографии» и «Основы стеганографии», подготовлены цифровые лекции по этим дисциплинам, а также циклы групповых и лабораторных работ. Впоследствии в соавторстве с одним из своих учеников был издан учебник «Основы криптографии»; в настоящее время в центральном издательстве идет подготовка к печати учебника «Цифровая стеганография». Ранее им вместе с соавторами был написан учебник по теории электрической связи, рекомендованный для всех ВУЗов связи СССР.

Помимо основной преподавательской деятельности, Валерий Иванович занимается также организацией и популяризацией научных исследований. Принимает активное участие в работе Санкт-Петербургского НТОРЭС им. А.С. Попова, где многие годы возглавляет секцию «Теория передачи информации им. проф. Л.М. Финка». Является членом нескольких диссертационных советов, оппонентом многих диссертантов, рецензентом статей в отечественных и зарубежных технических журналах, читает установочные лекции по базовым курсам кафедры.

Особого внимания заслуживает международная научная и преподавательская деятельность, которая позволяет профессору Коржику быть постоянно в курсе последних научных достижений и взаимодействовать с авторитетными зарубежными учеными в своей предметной области.

Уважаемый Валерий Иванович! Сохраняйте и впредь свою искру и радость к жизни, а мы – и дальше будем обращаться к Вам за ценным опытом и важными советами. Ваши ученики и коллеги поздравляют Вас с юбилеем и желают крепкого здоровья, успешной научной и педагогической работы во славу Отечества и мировой науки!

Редакционный совет журнала «Труды учебных заведений связи»

Редакция благодарит доктора технических наук, профессора В.А. Яковлева за помощь в подготовке материала

СОДЕРЖАНИЕ CONTENTS

КОМПЬЮТЕРНЫЕ НАУКИ И ИНФОРМАТИКА

Дворников С.В., Якушенко С.А., Сатдинов А.И., Журавлёв Д.А. Алгоритм оценки несущей частоты сигнала по распределенной синхрокомбинации, оптимальный по критерию минимума среднеквадратической ошибки — **8** — ***Dvornikov S., Yakushenko S., Satdinov A., Zhuravlev D.*** Algorithm for estimation of signal carrier frequency by distributed sync combination, optimal according to the criterion of the minimum mean square error

ЭЛЕКТРОНИКА, ФОТОНИКА, ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И СВЯЗЬ

Глушанков Е.И., Кирик Д.И., Лялина А.Ж. Моделирование и оценивание параметров частично-когерентных сигналов в радиотехнических системах — **16** — ***Glushankov E., Kirik D., Lyalina A.*** Modeling and parameter estimation of partially coherent signals in radio engineering systems

Казьмин О.Ю., Симонина О.А. Использование нейронных сетей для решения задачи оптимизации электромагнитной обстановки в сетях радиодоступа — **25** — ***Kazmin O., Simonina O.*** Solving the problem of optimizing the electromagnetic environment in radio access networks using neural networks

Ковальский А.А., Митряев Г.А., Питрин А.В. Управление орбитальным канальным ресурсом на основе немарковских приоритетных систем массового обслуживания. Часть 1. Модель оперативного распределения — **38** — ***Kovalsky A., Mitryaev G., Pitrin A.*** The orbital channel resource control on non-Markov priority systems of mass service basis. Part 1. Operational distribution model

Проценко М.С. Возбуждение кругового бесконечного импедансного цилиндра внутренними сторонними токами: дальняя зона излучения — **47** — ***Protsenko M.*** Excitation of the round infinite impedance cylinder by internal extrinsic current: far-field radiation

Сантуш В.М.Ж. Выбор и обоснование цифровой системы телерадиовещания для Республики Ангола — **55** — ***Santos V.M.J.*** Selection and justification of a digital system broadcasting for the Republic of Angola

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

Максимова Е.А. Модель состояний субъектов критической информационной инфраструктуры при деструктивных воздействиях в статичном режиме — **65** — ***Maksimova E.*** Model of the states of critical information infrastructure subjects under destructive influences in static mode

Щемелинин Д.А. Математические модели и методы мониторинга и прогнозирования состояния глобально распределенных вычислительных комплексов — **73** — ***Shchemelinin D.*** Mathematical models and methods for monitoring and predicting the state of globally distributed computing systems

Яковлев В.А. Способ аутентификации значений Диффи – Хеллмана на основе предварительно распределенных случайных последовательностей и алгоритма аутентификации Вегмана – Картера с одноразовым ключом — **79** — ***Yakovlev V.*** Method for authentication of Diffie – Hellman values based on pre-distributed random sequences and Wegman – Carter one-time pad algorithm

ТРУДЫ МОЛОДЫХ УЧЕНЫХ

Зикратова Т.В. Метод группового управления в мультиагентных робототехнических системах в условиях воздействия дестабилизирующих факторов — **92** — ***Zikratova T.*** The method of group control in multi-agent robotic systems under the influence of destabilizing factors

Мышьянов С.В. Экспериментальное исследование влияния схем модуляции-кодирования на размер зоны обслуживания цифрового радиовещания стандарта DRM в диапазоне ОВЧ. Часть 1 — **101** — ***Myshyanov S.*** Experimental research of modulation-coding schemes influence on size of the DRM digital radio broadcasting service area in the VHF band. Part 1

УДК 621.391 DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-8-14

Алгоритм оценки несущей частоты сигнала по распределенной синхрокомбинации, оптимальный по критерию минимума среднеквадратической ошибки

С.В. Дворников[1, 2]*, **С.А. Якушенко**[2], **А.И. Сатдинов**[2], **Д.А. Журавлёв**[2]

[1]Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, 190000, Российская Федерация
[2]Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного Санкт-Петербург, 194064, Российская Федерация
*Адрес для переписки: practicdsv@yandex.ru

Информация о статье
Поступила в редакцию 05.07.2021
Принята к публикации 23.07.2021

Ссылка для цитирования: Дворников С.В., Якушенко С.А., Сатдинов А.И., Журавлёв Д.А. Алгоритм оценки несущей частоты сигнала по распределенной синхрокомбинации, оптимальный по критерию минимума среднеквадратической ошибки // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 3. С. 8–14. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-8-14

Аннотация: *Разработан оптимальный по критерию минимума среднеквадратической ошибки алгоритм точной оценки значения несущей частоты, реализуемый по относительно коротким синхрокомбинациям, распределенным на длительности пакета. Представлены результаты зависимости точности оценки несущей частоты от уровня канальных шумов. Получены аналитические выражения для точной оценки частотных и фазовых ошибок, получаемых на основе достаточно коротких синхрокомбинаций. Демонстрируются результаты имитационного моделирования. Результаты исследований могут использоваться в радиолиниях спутниковой связи с пакетной передачей данных.*

Ключевые слова: *радиолиния спутниковой связи, оценка несущей частоты, синхрокомбинации, алгоритм оптимальной оценки.*

Введение

Эффективность работы радиолиний спутниковой связи (РЛСС) во многом определяется точностью оценки несущей частоты сигнала в приемном тракте. Поскольку решение этой задачи способствует повышению качества обработки сигналов многопозиционной фазовой и амплитудно-фазовой манипуляции [1, 2, 3].

При этом следует учитывать, что реализация оптимальных алгоритмов обработки при демодуляции указанного класса сигналов возможна только при успешном разрешении проблем синхронизации [4–6]. Вместе с тем в [7] отмечено, что характерной особенностью РЛСС является существенная неопределенность значения несущей частоты принимаемого сигнала, даже при наличии априорной информации о ее номинале, так называемая частотная неопределенность принимаемого сигнала. Преодоление рассмотренных ограничений возможно только при обеспечении устойчивой синхронизации.

Учитывая указанные обстоятельства, в статье рассмотрены вопросы решения проблем синхронизации в РЛСС с пакетной передачей данных.

Анализ подходов к решению вопроса синхронизации в РЛСС

Алгоритмы решения вопроса синхронизации отражены во многих источниках [4, 7–9]. Однако несмотря на большое разнообразие, их практическое применение ограничивается условиями, при которых обеспечивается их оптимальность. Большинство из них достаточно чувствительны к смещению несущей частоты относительно заявляемого номинала. При этом следует понимать, что указанные смещения следует рассматривать только с позиций размеров полосы частот, занимаемой сигналом и значения его тактовой частоты. Следует также отметить, что в работах [10, 11] основное внимание уделено вопросам обнаружения пакета передачи информации, а алгоритмы оценки несущей частоты описаны поверхностно.

Исследования данных подходов показали, что они зависят от характера излучения станции спутниковой связи (СтСС) и бортового ретранслятора связи (БРС). Так, в непрерывном канале используется накопление оценок параметров сигнала (среднее значение амплитуды и несущей частоты) с последующей их статистической обработкой.

При передаче пакетов данных используются операции перемножения, так как статистическую обработку реализовать сложно. Поэтому оценку параметров сигнала возможно получить только по одной реализации (по одному пакету). Этот подход хорошо реализуется в центральных земных станциях (ЦЗС) с групповым сигналом, который передается определенными информационными блоками в узловой сети. Здесь возможно применить методы оценки параметров сигнала как по одному пакету, так и по результатам статистической обработки данных, накопленных по множеству пакетов, что подтверждается в [1, 4, 11–13].

Вместе с тем для оценки частоты непрерывных амплитудно-фазоманипулированных сигналов наиболее широкое распространение получили следующие методы (способы) [7, 9]:

– определение максимума концентрации спектральной энергии сигнала при его полосовой фильтрации;

– восстановление несущей частоты путем возведения сигнала в соответствующие степени (вторую, четвертую и т. д.);

– уточнение частоты сигнала и ее сопровождение методом фазовой автоматической подстройки частоты.

Синхронизация демодуляторов, работающих в пакетном режиме (пакетный демодулятор), происходит по преамбуле, размещенной в начале каждого пакета. Вначале преамбулы передается гармонический сигнал (синхрокомбинация), по которому осуществляется синхронизация пакетного демодулятора по несущей частоте. Длительность синхрокомбинации жестко фиксирована, что накладывает ограничение на длительность ее обработки [10].

Обработка сигнала осуществляется в цифровом виде. Для этого принимаемый сигнал понижается на промежуточную частоту, проходя тракт передачи СтСС, тракт приема-передачи бортового РС и приемный тракт СтСС с соответствующими импульсными характеристиками $\boldsymbol{h}_{\text{Ст}_{\text{прд}}}(\boldsymbol{\tau})$, $\boldsymbol{h}_{\text{РС}}(\boldsymbol{\tau})$ и $\boldsymbol{h}_{\text{Ст}_{\text{прм}}}(\boldsymbol{\tau})$ и далее оцифровывается посредством аналого-цифрового преобразователя (АЦП) [9]. На выходе АЦП получаются комплексные оценки сигнала. При этом частота дискретизации выбирается равной символьной скорости передачи $\boldsymbol{\upsilon}_{\text{прд}_{[\text{симв/с}]}} = \boldsymbol{\upsilon}_{\text{манип}} = \boldsymbol{f}_{\text{т прд}}$ и далее осуществляется согласованная фильтрация сигнала с использованием фильтров типа *RRC* (*аббр. от англ.* Root Rized Cosine) [8, 9]. В этом случае можно рассматривать только комплексные отсчеты сигнала, пренебрегая межсимвольными искажениями в непрерывном (1) и дискретном (2) времени:

$$\boldsymbol{S}_{\text{вх дм}}(\boldsymbol{t}) = \boldsymbol{A}(\boldsymbol{t})\boldsymbol{e}^{-j\boldsymbol{\omega}_0\boldsymbol{t}+\boldsymbol{\phi}_0(\boldsymbol{t})} + \boldsymbol{n}(\boldsymbol{t}), \quad (1)$$

$$\boldsymbol{S}_{\text{вх дм}}\boldsymbol{t} = \boldsymbol{A}_0\boldsymbol{\psi}(\boldsymbol{x}_t)\boldsymbol{e}^{-j\boldsymbol{\omega}_0\boldsymbol{t}\boldsymbol{T}+\boldsymbol{\phi}_0+\boldsymbol{\psi}(\boldsymbol{x}_t)} + \boldsymbol{n}_t, \quad (2)$$

где $\boldsymbol{A}(\boldsymbol{t})$ – функция, описывающая взаимосвязь амплитуды на входе демодулятора от переданных символов сообщения $\boldsymbol{x}_t$ (модуляционные параметры); $\boldsymbol{\phi}_0(\boldsymbol{t})$ – функция, описывающая взаимосвязь начальной фазы сигнала на входе демодулятора от переданных символов сообщения $\boldsymbol{x}_t$; $\boldsymbol{\omega}_0$ – реальная частотная отстройка; $\boldsymbol{n}(\boldsymbol{t})$, $\boldsymbol{n}_t$ – аддитивный белый гауссовый шум канала.

В случае, если в сигнал встроена синхрокомбинация или фрагмент немодулированной несущей, то открывается возможность на их основе получения оценки частотной отстройки, как разность фаз соседних тактовых интервалов:

$$\hat{\boldsymbol{\omega}}_{0t} = \big(\mathbf{arg}(\boldsymbol{s}_{t+1}) - \mathbf{arg}(\boldsymbol{s}_t)\big)/\boldsymbol{T}, \quad (3)$$

где $\mathbf{arg}(\boldsymbol{s}_t)$ – мгновенная фаза комплексного отсчета обрабатываемого сигнала $\boldsymbol{s}_t$.

В рассмотренном случае повышение достоверности оценки частотной отсройки $\hat{\boldsymbol{\omega}}_0$ будет осуществляться путем усреднения полученных интервальных оценок:

$$\hat{\boldsymbol{\omega}}_0 = \frac{\mathbf{1}}{\boldsymbol{N}-\mathbf{1}}\sum_{\boldsymbol{t}=\mathbf{0}}^{\boldsymbol{N}-\mathbf{2}}\boldsymbol{\omega}_0\boldsymbol{t}, \quad (4)$$

где N – число отсчетов сигнала (длительность синхрокомбинации), использующихся для получения оценки $\hat{\boldsymbol{\omega}}_0$.

Следует отметить, что такой подход к получению оценок мгновенной фазы сигнала (на рисунке 1 представлена геометрическая интерпретация процедуры вычисления оценки мгновенной фазы), определяемый в соответствии с выражением (3) и (4), имеет ряд недостатков.

Во-первых, указанный подход предполагает вычисление N тригонометрических функций, которые достаточно сложно реализовать посредством цифровых процессоров обработки сигналов в реальном масштабе времени, в виду ограниченности их разрядности [14].

Во-вторых, выражение (4) не учитывает достоверность оценок $\boldsymbol{\omega}_{0t}$, полученных на основе формулы (3), поэтому с увеличением N достоверность оценки $\hat{\boldsymbol{\omega}}_0$ растет медленно.

Вместе с тем, оценку частотной отстройки можно получить и в соответствии с выражением:

$$\hat{\boldsymbol{\omega}}_{0t} = \mathbf{arg}(\boldsymbol{s}_t \times \boldsymbol{s}_{t+1})/\boldsymbol{T}, \quad (5)$$

где $\boldsymbol{s}_t \times \boldsymbol{s}_{t+1}$ – операция комплексно-сопряженного умножения векторов $\boldsymbol{s}_t$ и $\boldsymbol{s}_{t+1}$.

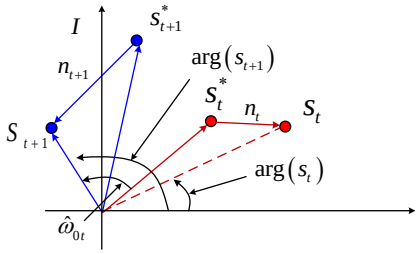


Рис. 1. Принцип получения оценок мгновенной фазы сигнала

Fig. 1. The Principle of Obtaining Estimates of the Instantaneous Phase of the Signal

Тогда рассчитать значение усредненной оценки, получаемой путем обработки различных реализаций, можно в соответствии с выражением:

$$\omega_0 = \frac{1}{T}\arg\left(\sum_{t=0}^{N-2} s_t \times s_{t+T}\right) = \frac{1}{T}\arg\left(\sum m_k\right) = \\ = \frac{1}{T}\arg\left(\sum_{t=0}^{N-2} A_t A_{t+T} e^{j(\phi_{t+1}-\phi_t)}\right), \quad (6)$$

где $m_k = s_t \times s_{t+1}$.

Геометрическая сущность предложенного подхода, осуществляющего усреднение оценок в соответствии с выражением (6), показана на рисунке 2.

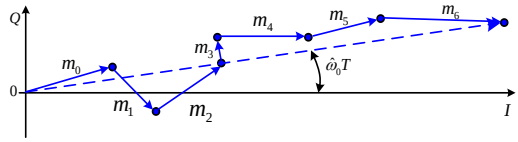


Рис. 2. Принцип усреднения оценок в соответствии с выражением (6)

Fig. 2. The Principle of Averaging Estimates in Accordance with the Expression (6)

Реализация выражения (6) предполагает использование накопленных отсчетов сигнала, представленного в так называемом дифференциальном виде. Фактически происходит накопление комплексно-сопряженных произведений отсчетов сигнала, взятых с одинаковым шагом T в выбранные моменты времени (моменты отсчета) $t_k = t_0 + Tk$, $k = 0 \ldots N-1$.

С позиций практической реализации предлагаемого подхода следует отметить тот факт, что при получении усредненной оценки, согласно выражению (6), вычисление тригонометрической функции арктангенса происходит лишь однократно, т. е. не происходит накопления расчетных ошибок аппроксимации. Это существенно снижает вычислительную сложность алгоритма получения оценки $\hat{\omega}_0$.

Справедливости ради следует отметить то, что алгоритм оценивания, определяемый выражением (6), также не лишен недостатков. В частности, достоверность получаемой на его основе оценки растет линейно с ростом N и T, при том, что сам выбор интервала T происходит с учетом трех ограничений.

Первое заключается в том, что T должно быть равно или кратно длительности тактового интервала.

Второе: произведение $\hat{\omega}_0 T$ должно быть меньше или равно π, в противном случае оценка $\hat{\omega}_0 T$ будет ложной.

Третье: вычисление оценок $m_k = s_{t_k} \times s_{t_{k+1}}$ приводит к накоплению канальных шумов.

Таким образом, необходим дальнейший поиск путей повышения качества получаемых оценок.

Алгоритм оптимальной оценки несущей

Очевидно, что повысить качество оценки $\hat{\omega}_0$ можно, проводя усреднение оценок $\hat{\omega}_0$, полученных в соответствии с (6), при различных значениях $T = nT_0$, где T_0 – длительность тактового интервала, путем их весового нормирования, с учетом доверия к каждой оценке:

$$\hat{\omega}_0 = \sum_{n=1}^{N} a_n \hat{\omega}_{0\,n}, \quad (7)$$

где a_n– весовые коэффициенты.

Весовые коэффициенты нормируются следующим образом:

$$\sum_n a_n = 1. \quad (8)$$

Выбору оптимальных коэффициентов a_n, определяющих степень доверия к оценке $\hat{\omega}_{0\,n}$, посвящено достаточно много работ [2, 3, 6–8].

В общем случае, достоверность оценки a_n зависит как от длины амплитудного отрезка несущей $T_A = NT_0$ (длительности синхрокомбинации), так и от длительности интервала, взятого между анализируемыми отсчетами nT.

В простейшем случае можно использовать равновероятностный подход, согласно которому:

$$a_n = 1/N_A, \quad (9)$$

где N_A – число получаемых оценок $\hat{\omega}_{0\,n}$.

Вместе с тем проведенные исследования показали, что при малых $n = 1, 2, \ldots, k$ и больших $n \approx N$, достоверность оценки $\hat{\omega}_{0\,n}$ оказывается низкой (см. рисунок 3), что подтверждается в [15]. Это происходит из-за малого числа усредняемых комплексно-сопряженных произведений сигнала. В ходе эксперимента обрабатывались сигналы при отношении сигнал/шум (ОСШ) от 0 до 24 дБ, с синхрокомбинацей (СК) длиной до 40 бит. Согласно полученным результатам, наибольшая погрешность измерения наблюдается с первого по 11 и 31 по 40 бит. Поэтому, целесообразным видится использование средней части $1 \ll n \ll N$ оценок $\hat{\omega}_{0\,n}$ в последующей свертке $\hat{\omega}_0$, осуществляемой в соответствии с (7):

$$\hat{\omega}_0 = \sum_{n=n_н}^{n=n_к} \frac{1}{n_к - n_н} \hat{\omega}_{0\,n}, \qquad (10)$$

где $n_н \geq N/4$, а $n_к \leq N - N/4$.

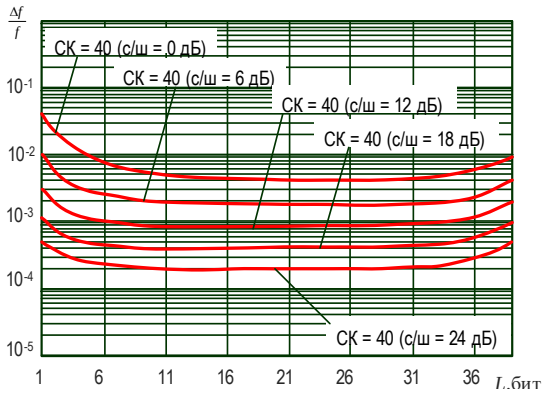


Рис. 3. Графики зависимости точности оценки несущей частоты от ОСШ при ковариационном алгоритме и длине СК = 40 бит

Fig. 3. Graphs of the Dependence of the Accuracy of the Carrier Frequency Estimate on the SNR with a Covariance Algorithm and a Length of SC = 40 Bits

Таким образом, применение выражения (10) в предлагаемых интервалах позволяет не только повысить достоверность результирующей оценки частоты $\hat{\omega}_0$ по сравнению с формулой (6), но и снизить сложность вычислений даже по отношению к (7).

В тоже время, алгоритм, описываемый выражением (10), не является оптимальным ни по критерию достоверности получаемых оценок $\hat{\omega}_0$, ни с точки зрения вычислительной сложности, так как требует проведения вычислений значительного количества автокорреляционных сверток сигнала и обратных тригонометрических функций.

Поэтому, сформулируем задачу определения параметров ϕ_0, ω_0, с позиций обеспечения минимального среднеквадратического отклонения (МСКО) или минимальной геометрической ошибки, определяется выражением:

$$(\phi_0, \omega_0) = \arg\min_{(\phi_0,\omega_0)} \sum_{k=0}^{N-1} \left| s_k - \overset{\circ}{s_k} \right|^2. \qquad (11)$$

где s_k – k-й элемент выборки (отсчета); $\overset{\circ}{s_k}$ – **среднее арифметическое** выборки (выборочное среднее – оценка математического ожидания величины).

Тогда задачу поиска минимума оптимизируемой функции определим как:

$$F(\phi_0, \omega_0) = \sum_{k=0}^{N-1} \left| s_k - \overset{\circ}{s_k} \right|^2. \qquad (12)$$

Для решения указанной задачи используем систему уравнений ее производных первого и второго порядков:

$$\begin{cases} \dfrac{dS(\vec{s}, \vec{s}_0^{\circ})}{d\phi_0} = 0; \\ \dfrac{dS(\vec{s}, \vec{s}_0^{\circ})}{d\omega_0} = 0, \end{cases} \qquad (13)$$

где

$$S(\vec{s}, \vec{s}_0^{\circ}) = \sum_{k=0}^{N-1} \left| s_{t_k} - \overset{\circ}{s_{t_k}} \right|^2. \qquad (14)$$

Далее представим s_{t_k} и $\overset{\circ}{s_{t_k}}$ в комплексном виде:

$$s_{t_k} = A_k \cos\psi_k + jA_k \sin\psi_k, \qquad (15)$$

$$\overset{\circ}{s_{t_k}} = A\cos(\omega_0 t_k + \phi_0) + jA\sin(\omega_0 t + \phi_0). \qquad (16)$$

Тогда:

$$S(\vec{s}, \vec{s}^{\circ}) = \sum_{k=0}^{N-1} \left[A^2 + A_k^2 - 2AA_k \cos(\psi_k - \phi_0 - \omega_0 t_k) \right]. \qquad (17)$$

И, произведя вычисление частных производных, т. е. решив систему уравнений (13), получим результирующие выражения (18) и (19) для оценки частотной отстройки и начальной фазы. Данные выражения являются оптимальными, т. е. позволяют получить точные (оптимальные) оценки частотной и фазовой ошибок (отстроек) при высоких соотношениях ОСШ по относительно коротким синхрокомбинациям. Повышение точности оценок при низких ОСШ требует поиска других решений для системы (13). В частности, использующих другие аппроксимации полученных выражений.

На основе имитационного моделирования были получены оценки несущей частоты сигналов, описанных выше алгоритмов: ковариационный метод; алгоритм оценки несущей по распределенной СК по пакету, оптимальный по МСКО. Результаты проведенных расчетов представлены на рисунке 4.

$$\omega_0 = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} A_k \psi_k t_k \sum_{k=0}^{N-1} A_k - \sum_{k=0}^{N-1} A_k t_k \sum_{k=0}^{N-1} A_k \psi_k}{\sum_{k=0}^{N-1} A_k t_k^2 \sum_{k=0}^{N-1} A_k - (\sum_{k=0}^{N-1} A_k t_k)^2}, \qquad (18)$$

$$\phi_0 = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} A_k t_k^2 \sum_{k=0}^{N-1} A_k \psi_k - \sum_{k=0}^{N-1} A_k t_k \sum_{k=0}^{N-1} A_k \psi_k t_k}{\sum_{k=0}^{N-1} A_k t_k^2 \sum_{k=0}^{N-1} A_k - (\sum_{k=0}^{N-1} A_k t_k)^2}. \qquad (19)$$

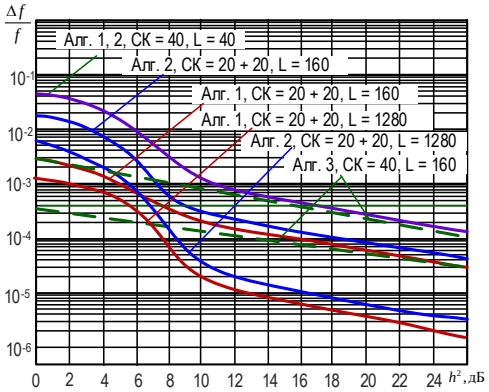


Рис. 4. Результаты оценки несущей частоты ковариационным методом и алгоритмом, оптимальным по критерию МСКО

Fig. 4. Results of Evaluation of the Carrier Frequency by the Covariance Method and the Algorithm Optimal According to the ISCED Criterion

Заключение

По результатам проведенного теоретического анализа и данным имитационного моделирования можно сформулировать следующее.

Поскольку ковариационный подход изначально базируется на проведении расчетов значительного количества автокорреляционных сверток сигнала и обратных тригонометрических функций, то его реализация изначально связана с существенными вычислительными затратами. Кроме того, этот подход зависит от длины временного интервала, используемого для набора статистики, поэтому для повышения точности получаемых оценок в нем необходимо уменьшать временной интервал, что опять же связано с увеличением вычислительной сложности.

К достоинствам ковариационного метода следует отнести относительную простоту его технической реализации в ходе получения оценок и достаточно высокую их достоверность.

В частности, при оценке относительной величины несущей частоты $\boldsymbol{\Delta f/f}$, ковариационный метод превосходит алгоритм, оптимальный по критерию МСКО в условиях низких значений отношения сигнал/шум (в пределах от 0 до 9 дБ), и достаточно большой частотной отстройки $\hat{\boldsymbol{\omega}}_{\boldsymbol{0}}$.

С другой стороны, алгоритм, оптимальный по критерию МСКО, существенно превосходит ковариационный метод по критерию вычислительной сложности (в исследовании, при длине обрабатываемой выборки $N = 40$, где N – число отсчетов, указанное превосходство достигает 42,5 раза), а также по точности определения номинала несущей частоты сигнала при относительно высоких значениях ОСШ (т. е. выше 9 дБ).

Кроме того, указанный алгоритм позволяет получить оценку несущей частоты принимаемого сигнала даже в том случае, когда синхрокомбинация распределена по длительности пакета обрабатываемой реализации, что в принципе не приемлемо для ковариационного подхода.

Таким образом, анализ результатов проведенного исследования показал, что чем длиннее пакет передачи данных (L), тем точнее оценка несущей частоты при использовании алгоритма, оптимального по критерию МСКО, т. е. он обеспечивает малое значение средней, а не мгновенной ошибки, поэтому более эффективен в тех системах, где недопустимы даже кратковременные ошибки. Например, в системах передачи, работающих в каналах с быстрыми замираниями, а также в системах с обратной связью.

При этом авторы подчеркивают, что новизна предлагаемого подхода основана на результатах эксперимента, который позволил выявить длительность интервала ($\boldsymbol{n_н \geq N/4}$ и $\boldsymbol{n_k \leq N - N/4}$), выбор которого гарантирует минимальную ошибку при прочих равных условиях.

Дальнейшие исследования авторы связывают с оценкой частотных параметров сигналов в каналах с переменными параметрами.

Список используемых источников

1. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
2. Heegard C., Heller J.A., Viterby A.J. A Microprocessor-Based PSK Modem for Packet Transmission Over Satellite Channels // IEEE Transactions on Communications. 1978. Vol. 26. Iss. 5. PP. 552–564. DOI:10.1109/TCOM.1978.1094104
3. Дворников С.В., Пшеничников А.В., Манаенко С.С., Бурыкин Д.А., Кузнецов Д.А. Теоретические положения повышения помехоустойчивости сигнально-кодовых конструкций квадратурных сигналов // Информация и космос. 2015. № 3. С. 13–16.
4. Mengali U., Morelli M. Data-aided frequency estimation for burst digital transmission // IEEE Transactions on Communications. 1997. Vol. 45. Iss. 1. PP. 23–25. DOI:10.1109/26.554282
5. Якушенко С.А., Малышев А.К. Непараметрический метод оценки помехозащищенности спутниковых радионавигационных приемников в условиях воздействия ретрансляционных помех // Вопросы радиоэлектроники. 2016. № 6. С. 88–92.
6. Дворников С.В., Кузнецов Д.А., Кожевников Д.А., Пшеничников А.В., Манаенко С.С. Теоретическое обоснование синтеза ансамбля биортогональных сигналов с повышенной помехоустойчивостью // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2015. № 5. С. 16–20.
7. Скляр. Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2016. 1099 с.

8. Chuang J.C.-I., Sollenberger N.R. Burst coherent demodulation with combined symbol timing, frequency offset estimation, and diversity selection // IEEE Transactions on Communications. 1991. Vol. 39. Iss. 7. PP. 1157–1164. DOI:10.1109/26.87221
9. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики. М.: Эко-Трендз, 2005. 392 с.
10. Lee L.-N., Shenoy A., Eng M.K. Digital Signal Processor-Based Programmable BPSK/QPSK/offset-QPSK Modems // Comsat Technical Review. 1989. Vol. 19. No. 2. PP. 195–234.
11. Cowley W.G. Phase and frequency estimation for PSK packets: bounds and algorithms // IEEE Transactions on Communications. 1996. Vol. 44. Iss. 1. PP. 26–28. DOI:10.1109/26.476092
12. Бурлаков С.О., Ершов Г.А., Журавлёв Д.А. Анализ нестационарного режима работы сети спутниковой связи // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2011. № 1. С. 10–15.
13. Сперанский В.С., Абрамов С.В., Клинцов О.И., Шувалов В.М. Особенности аналоговой и цифровой передачи радиосигналов по волокну // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Т. 10. № 9. С. 38–42.
14. Рагимханова Г.С., Агаханов С.А., Амиралиев А.Д., Гаджиагаев Ш.С. Приближение тригонометрических функций с помощью одной цепной дроби с использованием среды программирования // Фундаментальные исследования. 2014. № 11-12. С. 2640–2644.
15. Куюнджич С. Метод расчета весовых коэффициентов при оценке надежности сложных технических систем с учетом их компенсационных возможностей // Вопросы теории безопасности и устойчивости систем. 2001. № 3. С. 31–39.

* * *

Algorithm for Estimation of Signal Carrier Frequency by Distributed Sync Combination, Optimal According to the Criterion of the Minimum Mean Square Error

S. Dvornikov[1, 2], **S. Yakushenko**[2], **A. Satdinov**[2], **D. Zhuravlev**[2]

[1]Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation,
St. Petersburg, 190000, Russian Federation
[2]Military Academy of Communications
St. Petersburg, 194064, Russian Federation

Article info
DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-8-14
Received 5th July 2021
Accepted 23rd July 2021

For citation: Dvornikov S., Yakushenko S., Satdinov A., Zhuravlev D. Algorithm for Estimation of Signal Carrier Frequency by Distributed Sync Combination, Optimal According to the Criterion of the Minimum Mean Square Error. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(3):8–14. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-8-14

Abstract: *An algorithm for accurate estimation of the carrier frequency, which is optimal by the criterion of the minimum mean square error, is developed which is implemented using relatively short sync combinations distributed over the duration of the packet. The results of the dependence of the accuracy of estimating the carrier frequency on the level of channel noise are presented. Analytical expressions are obtained for an accurate estimate of the frequency and phase errors obtained on the basis of sufficiently short sync combinations. The results of simulation are demonstrated. The research results can be used in satellite radio links with packet data transmission.*

Keywords: *satellite radio link, carrier frequency estimation, sync combinations, optimal estimation algorithm.*

References

1. Proakis J., Manolakis D. *Digital Signal Processing.* London: Pearson Education; 2006. 1104 p.
2. Heegard C., Heller J.A., Viterby A.J. A Microprocessor-Based PSK Modem for Packet Transmission Over Satellite Channels. *IEEE Transactions on Communications*. 1978;26(5):552–564. DOI:10.1109/TCOM.1978.1094104
3. Dvornikov S.V., Pshenichnikov A.V., Manaenko S.S., Burykin D.A., Kuznetsov D.A. Theoretical Provisions for Increasing the Noise Immunity of Signal-Code Structures of Quadrature Signals. *Information and Space*. 2015;3:13–16. (in Russ.)

4. Mengali U., Morelli M. Data-aided frequency estimation for burst digital transmission. *IEEE Transactions on Communications*. 1997;45(1):23–25. DOI:10.1109/26.554282
5. Yakushenko S., Malyshev A. A Nonparametric Method of Estimating the Noise Immunity of Satellite Radio-Navigation Receivers in the Conditions of the Relay Noises. *Issues Of Radio Electronics*. 2016;11:9–13. (in Russ.)
6. Dvornikov S.V., Kuznesov D.A., Kojevnikov D.A., Pshenichnikov A.V., Manaenko S.S. Theoretical Basis of Synthesis Signals Ensemble Biorthogonality With the Enhanced Noise Immunity. *Voprosy radioelektroniki. Seriya: Tekhnika televideniya*. 2015;5:16–20. (in Russ.)
7. Sklar B. *Digital Communications: Fundamentals and Applications.* Hoboken: Prentice Hall; 2003. 1104 p.
8. Chuang J.C.-I., Sollenberger N.R. Burst coherent demodulation with combined symbol timing, frequency offset estimation, and diversity selection. *IEEE Transactions on Communications*. 1991;39(7):1157–1164. DOI:10.1109/26.87221
9. Volkov L.N., Nemirovsky M.S., Shinakov Yu. S. *Digital Radio Communication Systems: Basic Methods and Characteristics*. Moscow: Eco-Trends; 2005. 392 p. (in Russ.)
10. Lee L.-N., Shenoy A., Eng M.K. Digital Signal Processor-Based Programmable BPSK/QPSK/offset-QPSK Modems. *Comsat Technical Review*. 1989;19(2):195–234.
11. Cowley W.G. Phase and frequency estimation for PSK packets: bounds and algorithms. *IEEE Transactions on Communications*. 1996;44(1):26–28. DOI:10.1109/26.476092
12. Burlakov S.O., Ershov G.A., Zhuravlev D.A. The Analysis of the Non Stationary Operating Mode Satellite Communication Network. *Instruments and Systems: Monitoring, Control, and Diagnostics*. 2011;1:10–15. (in Russ.)
13. Speransky V.S., Abramov S.V., Klintsov O.I., Shuvalov V.M. Features of Analog and Digital Transmission of Radio Signals Over Fiber. *T-Comm*. 2016;10(9):38–42. (in Russ.)
14. Ragimkhanova G.S., Agakhanov S.A., Amiraliev A.D., Gadzhiagaev Sh.S. Approximation of Trigonometric Functions Using One Continued Fraction Using a Programming Environment. Fundamental Research. 2014;11-12:2640–2644. (in Russ.)
15. Kuyundzhich S. Method for Calculating Weight Coefficients in Assessing the Reliability of Complex Technical Systems Taking into Account Their Compensation Capabilities. *Voprosy teorii bezopasnosti i ustojchivosti sistem*. 2001;3:31–39. (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/0000-0001-6680-7550

ЯКУШЕНКО Сергей Алексеевич — кандидат технических наук, доцент, старший научный сотрудник научно-исследовательского центра Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного, was16@mail.ru
https://orcid.org/0000-0002-7722-020X

САТДИНОВ Айрат Иршатович — кандидат технических наук, доцент кафедры систем многоканальной и спутниковой связи Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного, satdinov_a_i@yandex.ru

ЖУРАВЛЁВ Дмитрий Анатольевич — кандидат технических наук, доцент кафедры систем многоканальной и спутниковой связи Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного, vuravlev_d_a@yandex.ru

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3

УДК 621.396.96 DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-16-24

Моделирование и оценивание параметров частично-когерентных сигналов в радиотехнических системах

Е.И. Глушанков[1*], Д.И. Кирик[1], А.Ж. Лялина[2]

[1]Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация
[2]ООО «БалтИнфоКом», Санкт-Петербург, 194214, Российская Федерация
*Адрес для переписки: glushankov57@gmail.com

Информация о статье
Поступила в редакцию 28.05.2021
Принята к публикации 05.08.2021

Ссылка для цитирования: Глушанков Е.И., Кирик Д.И., Лялина А.Ж. Моделирование и оценивание параметров частично-когерентных сигналов в радиотехнических системах // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 3. С. 16–24. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-16-24

Аннотация: *Рассматривается задача моделирования сигналов различной пространственной когерентности в радиотехнических системах. Предложена математическая модель для пространственно-когерентных сигналов в виде стохастических дифференциальных уравнений с последующим ее исследованием в среде Simulink. Далее приводится методика построения математической модели для более общего случая – частично-когерентных сигналов, и производится оценка ее точности. На основе разработанных моделей синтезируется компенсационный алгоритм оценивания параметров частично-когерентных сигналов. По полученной зависимости чувствительности модели к отклонению от априорных данных сделаны выводы о достаточно высокой точности оценивания с использованием синтезированных алгоритмов.*

Ключевые слова: *пространственно-временная обработка сигналов, стохастические дифференциальные уравнения, оценивание параметров, моделирование, фильтр Калмана, корреляционная функция.*

Введение

Моделирование и оценивание параметров сигналов различной пространственной когерентности имеет самостоятельное значение при построении имитаторов каналов связи, а также является одним из этапов синтеза алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов (ПВОС). На основе полученных оценок может быть осуществлено построение адаптивных или робастных процедур управления диаграммой направленности антенных систем. При этом необходимо учитывать возможность нарушения пространственной когерентности сигналов в точке приема, что может быть обусловлено многолучевым характером распространения радиоволн либо применением широкополосных в пространственно-временном смысле сигналов [1–2].

Первым этапом синтеза алгоритмов оценивания сигналов является разработка их математических моделей. Будем использовать подход, основанный на представлении частично-когерентных сигналов марковскими случайными процессами в форме стохастических дифференциальных уравнений (СДУ) и определении коэффициентов этих СДУ [3–6].

Представим векторный в общем случае негауссовский случайный процесс, описывающий случайные параметры частично-когерентных сигналов в виде следующего многомерного СДУ:

$$\frac{dX(t)}{dt} = F[X(t)] + G[X(t)]V(t), \qquad (1)$$

где $X(t)$ – векторный $2L$-мерный случайный процесс (при разложении сигналов на выходе элементов на синфазную и квадратурную составляющие); L – число каналов ПВОС; $F[X(t)]$ – $2L$-мерный векторный коэффициент СДУ; $G[X(t)]$ – $(2L\times 2L)$-мерный матричный коэффициент СДУ; $V(t)$ – $2L$-мерный векторный возбуждающий процесс, компоненты которого представляют собой центрированные белые шумы единичной интенсивности при моделировании непрерывных случайных процессов или пуассоновские последовательности дельта-импульсов при моделировании дискретно-

непрерывных (разрывных) случайных процессов и др.; при начальных условиях $X(0) = X$.

При решении задачи синтеза моделей в виде СДУ (1) необходимо определить неизвестные коэффициенты СДУ: $F[X(t)]$ и $G[X(t)]$. Вначале рассмотрим моделирование пространственно-когерентных сигналов, а затем более общий случай – моделирование частично-когерентных сигналов.

1. Моделирование пространственно-когерентных сигналов

Запишем сигнал следующим образом:

$$s(t) = A(t)\cos[\omega_0 t + \varphi(t)],$$

где $A(t)$ и $\varphi(t)$ – случайные амплитуда и фаза; ω_0 – несущая частота.

Представим случайные амплитуду и фазу в виде одномерных стохастических дифференциальных уравнений [4, 6, 7]:

$$\frac{dA(t)}{dt} = f_A[A(t)] + g_A[A(t)]\vartheta_A(t), \quad (2)$$

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = f_\varphi[\varphi(t)] + g_\varphi[\varphi(t)]\vartheta_\varphi(t), \quad (3)$$

где $f_A[A(t)]$, $g_A[A(t)]$, $f_\varphi[\varphi(t)]$, $g_\varphi[\varphi(t)]$ – неизвестные коэффициенты СДУ; $\vartheta_A(t)$, $\vartheta_\varphi(t)$ – белые шумы единичной интенсивности.

Для представления математических моделей в форме СДУ (2–3) необходимо определить неизвестные коэффициенты этих уравнений. Наиболее распространенным методом определения коэффициентов СДУ является их вычисление по коэффициентам сноса и диффузии из уравнения Фоккера – Планка – Колмогорова (ФПК), исходя из заданных плотностей распределения вероятностей марковских случайных процессов $A(t)$ и $\varphi(t)$. Данный метод изложен в [4–5].

Векторный непрерывный случайный процесс, описывающий случайные амплитуды и фазы сигналов на выходе антенных элементов L-элементной АР, представим $2L$-мерным уравнением (1), где $X^T(t) = [A_1(t), A_2(t), \ldots, (t), \varphi_1(t), \varphi_2(t), \ldots, \varphi_L(t)]$; $A_i(t)$, $\varphi_i(t)$ – амплитуда и фаза сигнала на выходе i-го элемента ($i = \overline{1, L}$). Для пространственно-когерентных сигналов амплитуды на выходе всех элементов АР равны между собой, а фазы однозначно определяются, исходя из фазы на выходе первого элемента, по известным углам прихода сигнала и геометрии АР. Тогда коэффициенты СДУ для пространственно-когерентных сигналов получим в форме:

$$F^T[X(t)] = \{f_A[A(t)], f_A[A(t)], \ldots, f_A[A(t)], f_\varphi[\varphi(t)], f_\varphi[\varphi(t) + \Delta\varphi_{21}], \ldots, f_\varphi[\varphi(t) + \Delta\varphi_{L1}]\}, \quad (4)$$

$$G[X(t)] = \mathrm{diag}\{g_A[A(t)], g_A[A(t)], \ldots, g_A[A(t)], g_\varphi[\varphi(t)], g_\varphi[\varphi(t) + \Delta\varphi_{21}], \ldots, g_\varphi[\varphi(t) + \Delta\varphi_{L1}]\}, \quad (5)$$

$$V^T(t) = [\vartheta_A(t), \vartheta_A(t), \ldots, \vartheta_A(t), \vartheta_\varphi(t), \vartheta_\varphi(t), \ldots, \vartheta_\varphi(t)], \quad (6)$$

где $\Delta\varphi_{i1}$ – фазовый сдвиг между i-м и первым антенными элементами, рассчитываемый по геометрии АР и углам прихода сигнала.

Так, например, для линейной эквидистантной АР имеем $\Delta\varphi_{i1} = (i - 1)(2\pi/\lambda)d\sin\theta$, где λ – длина волны, d – расстояние между элементами АР, θ – угол прихода сигнала. Подобные же выражения могут быть получены и для любой другой геометрии АР.

Таким образом, из (4–6) видно, что вычисление коэффициентов многомерных СДУ для пространственно-когерентных сигналов сводится к вычислению коэффициентов одномерных СДУ (2–3).

Амплитуды сигналов в условиях замираний могут быть достаточно адекватно описаны распределениями Райса или Рэлея, в зависимости от наличия или отсутствия компонентов зеркального сигнала [9–13]. Замирания являются рэлеевскими, если количество множественных отражающих трасс велико и нет доминирующего тракта распространения в прямой видимости. Если также существует доминирующий тракт, тогда амплитуды замирающих сигналов будут распределены по закону Райса.

Функция распределения плотности вероятности Райса описывается следующим выражением:

$$p(r_0) = \begin{cases} \frac{r_0}{\sigma_0^2} e^{-\frac{r_0^2 - A^2}{2\sigma_0^2}} I_0\left(\frac{r_0 A}{\sigma_0^2}\right) \text{ для } r_0 \geq 0, A \geq 0, \\ 0, \end{cases}$$

где I_0 – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Если же нет доминирующего пути распространения, то $I_0(.) = 1$, что дает рэлеевское распределение вида:

$$p(r_0) = \begin{cases} \frac{r_0}{\sigma_0^2} e^{-\frac{r_0^2}{2\sigma_0^2}} \text{ для } r_0 \geq 0, \\ 0 \end{cases}$$

Решение уравнения Фоккера – Планка – Колмогорова в этом случае записывается следующим образом [3–4]:

$$P_{st}(A) = \frac{C_1}{b(A)} \exp\left(2\int_{A`}^{A} \frac{a(x)}{b(x)} dx\right).$$

Отсюда определим коэффициенты сноса $B(A)$ и диффузии C:

$$B(A) = -\frac{4\sigma^2}{N_0} A + \frac{N_0}{4}, C = \frac{N_0}{2}.$$

Тогда по значениям коэффициентов сноса и диффузии вычислим коэффициенты СДУ (2), которые будут равны:

$$f_A(A) = -\frac{4\sigma^2}{N_0} A + \frac{N_0}{4A}, \; g_A(A) = 1.$$

При этом для рэлеевского процесса нелинейное стохастическое дифференциальное уравнение (2) примет следующий вид:

$$\frac{dA}{dt} = -\frac{4\sigma^2}{N_0}A + \frac{N_0}{4A} + \vartheta_A(t).$$

Перепишем последнее выражение в дифференциальной форме:

$$dA = -\frac{4\sigma^2}{N_0}Adt + \frac{N_0}{4A}dt + \vartheta_A(t)dt,$$

решение которого можно получить через стохастический интеграл следующего вида:

$$A(t) = A(t_0) - \int_{t_0}^{t}\frac{4\sigma^2}{N_0}A(\tau)d\tau + \int_{t_0}^{t}\frac{N_0}{4A(\tau)}d\tau + \vartheta_A(t).$$

Определим коэффициенты сноса $B(A)$ и диффузии C из уравнения Фоккера – Планка – Колмогорова для райсовского распределения амплитуд:

$$B(A) = -\alpha\lambda + \frac{\beta}{\lambda}, C = \frac{N_0}{2}.$$

Тогда для этого случая нелинейное стохастическое дифференциальное уравнение (2) примет вид:

$$\frac{dA}{dt} = -\alpha\lambda + \frac{\beta}{\lambda} + \vartheta_A(t),$$

а его решение можно записать следующим образом:

$$A(t) = A(t_0) - \int_{t_0}^{t}\alpha A(\tau)d\tau + \int_{t_0}^{t}\frac{\beta}{A(\tau)}d\tau + \vartheta_A(t).$$

Аналогично из уравнения ФПК для равномерного распределения фазы получим СДУ (3):

$$\frac{d\varphi}{dt} = \vartheta_\varphi(t).$$

Реализуем данную модель в среде Simulink из двух частей: модели самого непрерывного канала и блока, моделирующего случайный процесс на основе СДУ (рисунок 1); вид процесса задается в блоке параметров. Она позволяет оценивать качество передачи в зависимости от основных требований к бюджету канала в любом частотном диапазоне, оценивать влияние различных модуляций и скоростей кодирования на полосу пропускания, скорость передачи и т. п., а также получать наглядное представление о качестве передачи через сигнальное созвездие и график спектральной плотности мощности передаваемого и принимаемого сигнала.

По результатам моделирования были проанализированы зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум и спектральной плотности мощности формирующего шума N_0 (рисунки 2, 3); при анализе в модели выбран метод модуляции QAM16. Представленные результаты показывают возможность использования модели пространственно-когерентных сигналов для моделирования непрерывных радиоканалов с амплитудами, замирающими по райсовскому и рэлеевскому законам.

Нелинейные уравнения (9) позволяют моделировать векторные негауссовские случайные процессы $X(t)$. Для их практического использования необходимо знание коэффициента диффузии B_0.

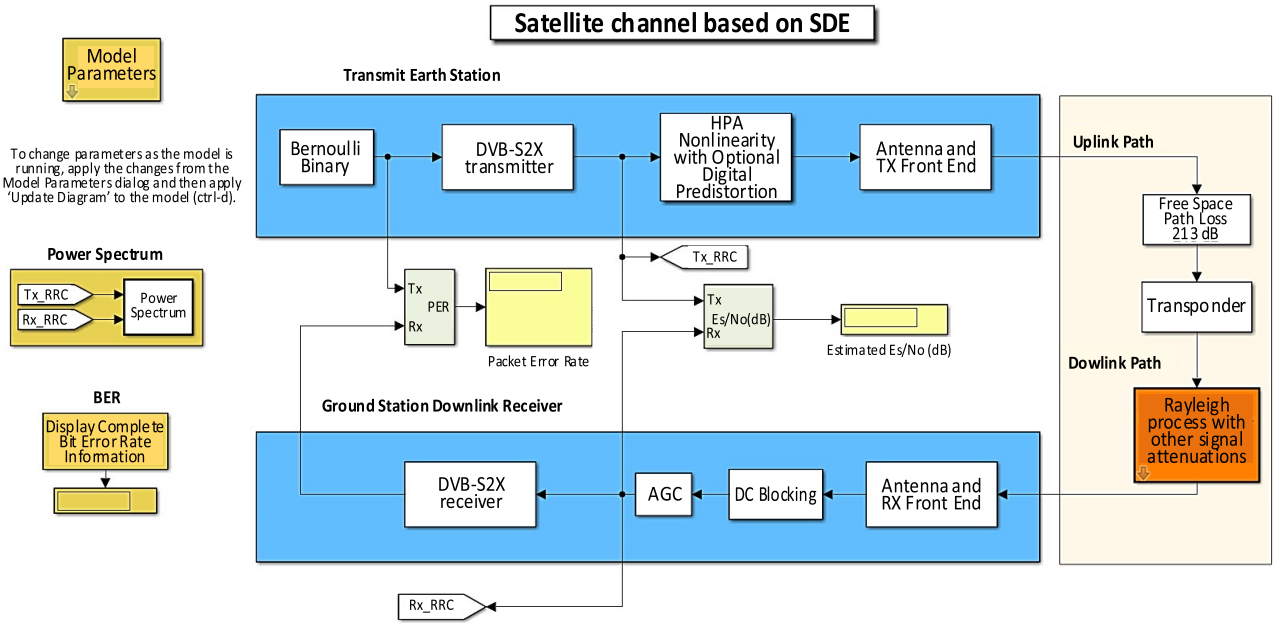


Рис. 1. Реализация модели в Simulink

Fig. 1. Model Implementation in Simulink

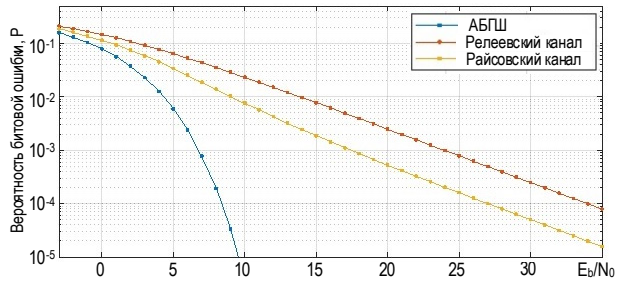


Рис. 2. Вероятность ошибки при передаче по каналу

Fig. 2. Channel Transmission Error Probability

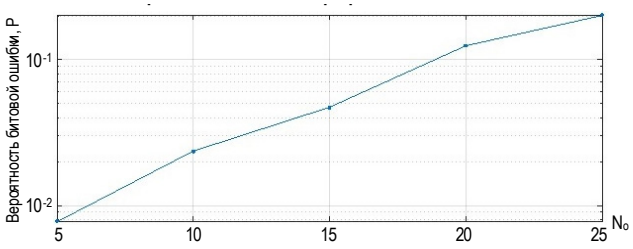


Рис. 3. Вероятность ошибки при различном значении N_0 релеевского процесса (ОСШ 20дБ)

Fig. 3. Error Probability for Different N_0 Values of the Rayleigh Process (SNR 20dB)

2. Моделирование частично-когерентных сигналов

Воспользовавшись методом функциональной аппроксимации [3, 4], представим $2L$-мерную негауссовскую плотность распределения вероятностей векторного случайного процесса $X(t)$ из (1) как:

$$W_0(X) = \prod_{i=1}^{2L} w_0(x_i)\left[1+\sum_{i=2}^{2L}\sum_{j=1}^{i-1}\frac{r_{ij}}{r_{ij}r_{ii}}x_i^0(t)x_j^0(t)\right], \quad (7)$$

где $W_0(X)$ – $2L$-мерная плотность распределения вероятностей (ПРВ) процесса $X(t)$; $x_i(t)$ – i-я составляющая $X(t)$, $i = 1, 2, \ldots, 2L$; $x_i^0(t) = x_i(t) - m_{x_i}$ – центрированное значение $x_i(t)$; $w_0(x_i)$ – ПРВ $x_i(t)$. Аппроксимация (7) справедлива с точностью до одномерных негауссовских ПРВ, составляющих $X(t)$ – $w_0(x_i)$ и элементов корреляционной матрицы $R_{XX} = \{r_{jk}\}$.

Тогда СДУ (1) можно получить в виде выражения (8) [3–4]. С учетом (7) выражение (8) перепишем в более удобном для последующих преобразований виде:

$$\frac{\partial x_k(t)}{\partial t} = \frac{B_0}{2}\left\{\frac{\partial}{\partial x_k}\ln w_0(x_k) + \frac{\sum_{j=1\neq k}^{L}\frac{r_{jk}}{r_{jj}r_{kk}}x_j^0(t)}{1+\sum_{i=2}^{L}\sum_{j=1}^{i-1}\frac{r_{ij}}{r_{ij}r_{ii}}x_i^0(t)x_j^0(t)}\right\} + \sqrt{B_0}\vartheta_k(t);\ k = 1, L\,. \quad (8)$$

$$\frac{\partial x_k(t)}{\partial t} = \frac{B_0}{2}\left\{\frac{\partial}{\partial x_k}\ln w_0(x_k) + \frac{\prod_{i=1}^{L}W_0(x_i)}{W_0(X)}\sum_{j=1\neq k}^{L}\frac{r_{jk}}{r_{jj}r_{kk}}x_j^0(t)\right\} + \sqrt{B_0}\vartheta_k(t). \quad (9)$$

Для определения B_0 проведем статистическую линеаризацию уравнений (9), использование которой вполне допустимо для отыскания спектрально-корреляционных процессов, и погрешности от ее применения не превышают 10–20 % при вычислении B_0.

Осуществим ее для нелинейной функции в (9):

$$f_k[X(t)] = \frac{B_0}{2}\frac{\partial}{\partial x_k}\ln W_0(X),$$

которая может быть представлена следующим образом:

$$f_k[X(t)] = \varphi_0^{(k)} + \sum_{i=1}^{2L}\varphi_{1,i}^{(k)}x_i^0(t),\ k = \overline{1, 2L}\,, \quad (10)$$

где φ – раскрыто в (11–13).

Вычисляя входящие в (11) интегралы, находим $\varphi_0^{(k)} = 0$. После преобразований в (13) получаем:

$$D_{x_s}^{(k)} = \frac{B_0}{2}\begin{cases} -3 \text{ при } s = k, \\ \sum_{j=1\neq k}^{2L}\frac{r_{jk}}{r_{kk}} \text{ при } s \neq k \end{cases}. \quad (14)$$

$$\varphi_0^{(k)} = \int_{-\infty}^{\infty}\ldots\int_{-\infty}^{\infty} f_k[X(t)]W_0(X)dX\,, \quad (11)$$

$$\varphi_{1,i}^{(k)} = \sum_{s=1}^{2L}(-1)^{s+t}\Delta_{s,i}D_{Y,x_s/\Delta}^{(k)}, \quad (12)$$

$$D_{x_s}^{(k)} = \int_{-\infty}^{\infty}\ldots\int_{-\infty}^{\infty} f_k[X(t)]x_s^0(t)W_0(X)dX =$$

$$= \frac{B_0}{2}\int_{-\infty}^{\infty}\ldots\int_{-\infty}^{\infty}\left\{\frac{\partial}{\partial x_k}\ln W_0(x_k)x_s^0(t)W_0(X) + \prod_{i=1}^{2L}W_0(x_i)\sum_{j\neq 1+k}^{2L}\frac{r_{jk}}{r_{jj}r_{kk}}x_j^0(t)\right\}dX\,, \quad (13)$$

где Δ – определитель R_{XX}; $\Delta_{s,i}$ – s, i-й минор Δ.

С учетом (9–14) имеем линеаризованное уравнение:

$$\frac{dx_k(t)}{dt} = \sum_{i=1}^{2L} \varphi_{1,i}^{(k)} x_i^0(t) + \sqrt{B_0}\vartheta_k(t),\ k = \overline{1, 2L}. \qquad (15)$$

Перейдем к анализу ограничений. Запишем выражение для составляющих матрицы энергетических спектров моделируемого процесса в условиях статистической линеаризации уравнения:

$$G_{x_i}(\omega) = 2B_0\left|\Delta_0(j_0\omega)\right| \sum_{l=1}^{2L}\sum_{m=1}^{2L} \Delta_{im}^0(j_0\omega)\Delta_{il}^0(j_0\omega),\ i = \overline{1, 2L} \qquad (16)$$

$$G_{x_ix_k}(\omega) = 2B_0 \sum_{l=1}^{2L}\sum_{m=1}^{2L} \frac{\Delta_{il}^0(j_0\omega)}{\Delta_0(j_0\omega)} - \frac{\Delta_{kl}^{0*}(j_0\omega)}{\Delta_0^{0*}(j_0\omega)},\ i = \overline{1, 2L},$$

$$\Delta_0(j_0\omega) = \begin{pmatrix} \varphi_{1,1}^{(1)} + j_0\omega & \varphi_{1,2}^{(1)} & \cdots & \varphi_{1,L}^{(1)} \\ \varphi_{1,2}^{(1)} & \varphi_{1,2}^{(2)} + j_0\omega & & \varphi_{1,L}^{(2)} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \varphi_{1,L}^{(1)} & \varphi_{1,2}^{(2)} & \cdots & \varphi_{1,L}^{(L)} + j_0\omega \end{pmatrix} \frac{dx_k(t)}{dt} = \sum_{i=1}^{2L} \varphi_{1,i}^{(k)} x_i^0(t) + \sqrt{B_0}\vartheta_k(t),\ k = \overline{1, 2L}, \qquad (17)$$

где $\Delta_{ij}^0(j_0\omega)$ – i,j-й минор $\Delta_0(j_0\omega)$; * – знак комплексного сопряжения.

После преобразований (16) и (17) представим в виде:

$$G_{x_i}(\omega) = \frac{a_0 + a_1\omega^2 + \ldots + a_{L-1}(\omega^2)^{L-1}}{b_0 + b_1\omega^2 + \ldots + b_L(\omega^2)^L}, \qquad (18)$$

$$G_{x_ix_j}(\omega) = \frac{e_0 + e_1\omega^2 + \ldots + e_{L-1}(\omega^2)^{L-1}}{f_0 + f_1\omega^2 + \ldots + f_L(\omega^2)^L}, \qquad (19)$$

где a_i, e_i $(i = \overline{1, 1-L})$ – полиномы $(L-1)$-й степени от $\varphi_{1,1}^k$; $k, l = \overline{1, 2L}$; b_j, f_j $(j = \overline{1, 2L})$ – полиномы L-й степени от $\varphi_{1,1}^k$.

Из диффузионной изотропности СДУ (15) следует действительность не только $G_{x_i}(\omega)$ и $G_{x_ix_j}(\omega)$, но и корней из знаменателей в представлении (18) и (19). Также можно получить ограничения на коэффициенты СДУ (15) и, соответственно, на элементы корреляционной (спектральной) матрицы случайного процесса $X(t)$.

На рисунке 4 показана зависимость чувствительности параметров модели от погрешности задания матрицы энергетических спектров моделируемого процесса. Под чувствительностью в данном случае понимается чувствительность в «большом» согласно [14], которая определяется в соответствии с теорией чувствительности [15] как зависимость дополнительного движения показателя качества моделирования, в данном случае $\Delta G_{x_i}(\omega)$, при вариациях (отклонениях) параметров модели, в данном случае Δr_{ij}. Из рисунка видно, что при погрешности $\max\limits_{i,j}\Delta r_{ij}/r_{ij}$, составляющей 20 %, погрешность в определении $G_{x_i}(\omega)$ не превосходит 8 %, при $\max\limits_{i,j}\Delta r_{ij}/r_{ij} =$ = 40 % погрешность соответствует выражению: $\frac{\Delta G_{x_i}(\omega)}{\Delta G_{x_i}^{'}(\omega)} = 27$ %.

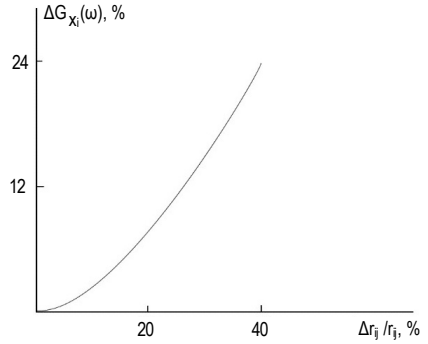


Рис. 4. Анализ чувствительности модели

Fig. 4. Model Sensitivity Analysis

3. Синтез алгоритмов оценивания параметров частично-когерентных сигналов

Пусть на вход L-элементной АР воздействует J сигнально-помеховых излучений (j = 1 соответствует полезному сигналу, а j = 2, 3, ..., J–помехам). Параметры сигналов и помех представим в виде уравнения (1) с известными коэффициентами. Синтезируем алгоритм оценивания пространственно-временных параметров полезного сигнала, основываясь на компенсационном принципе построения параметрических фильтров (рисунок 5) [16].

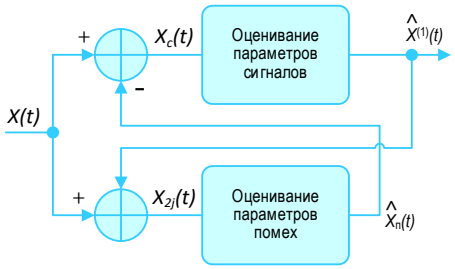


Рис. 5. Алгоритм оценивания пространственно-временных параметров полезного сигнала

Fig. 5. Algorithm for Estimating the Space-Time Parameters of the Useful Signal

При этом модель состояния параметров сигнала запишем в виде:

$$\frac{dX^{(1)}(t)}{dt} = F^{(1)}\left[X^{(1)}(t)\right] + G^{(1)}\left[X^{(1)}(t)\right]V^{(1)}(t), \quad (20)$$

а модели состояния параметров помех:

$$\frac{dX_{\text{п}}(t)}{dt} = F_{\text{п}}[X_{\text{п}}(t)] + G_{\text{п}}[X_{\text{п}}(t)]\text{V}_{\text{п}}(t)\,, \quad (21)$$

где коэффициенты $F_{\text{п}}[X_{\text{п}}(t)] = \sum_{j=2}^{J} F^{(j)}\left[X^{(j)}(t)\right]$; $G_{\text{п}}[X_{\text{п}}(t)] = \sum_{j=2}^{J} G^{(j)}\left[X^{(j)}(t)\right]$; $V_{\text{п}}(t) = \sum_{j=2}^{J} V^{(j)}(t)$.

Тогда модель наблюдения для сигнала запишем следующим образом:

$$X_c(t) = X(t) - \hat{X}_{\text{п}}(t) + Y_c(t), \quad (22)$$

где $\hat{X}_{\text{п}}(t)$ – оценка параметров помех $X_{\text{п}}(t)$; $Y_c(t)$ – векторный центрированный белый шум единичной интенсивности; $X(t) = X^{(1)}(t) + X_{\text{п}}(t)$.

Модель наблюдения для помех примет вид:

$$X_{2\text{J}}(t) = X(t) - \hat{X}^{(1)}(t) + Y_{\text{п}}(t)\,, \quad (23)$$

где $\hat{X}^{(1)}(t)$ – оценка параметров сигнала $\text{X}^{(1)}(t)$; $Y_{\text{п}}(t)$ – векторный центрированный белый шум единичной интенсивности.

Воспользовавшись линеаризованным фильтром Калмана [14, 17, 18], для моделей состояния и наблюдения (20) и (22) синтезируем алгоритм оценивания параметров сигнала в виде (24, 25); аналогично для моделей состояния (21) и наблюдения (23) помех получим алгоритм (26, 27). Выполнив преобразования в соответствии с выражениями (24–27), получим оценку параметров сигнала $\hat{X}^{(1)}(t)$. Исходя из которых, для сигналов разной пространственной когерентности можно найти оценки пространственных и энергетических параметров сигналов, входящих в модель (например, $\Delta\varphi_{i1}$).

$$\frac{d\hat{X}^{(1)}(t)}{dt} = F^{(1)}\left[\hat{X}^{(1)}(t)\right] + V_{\tilde{X}_c}(t)\left|X(t) - \hat{X}_{\text{п}}(t)\right| \times Q_{Y_c}^{-1}(t)\left|X_c(t) - X(t) + \hat{X}_{\text{п}}(t)\right|, \quad (24)$$

$$\frac{dV_{\tilde{X}_c}(t)}{dt} = \frac{F^{(1)}\left[\hat{X}^{(1)}(t)\right]}{\partial\hat{X}^{(1)}(t)} V_{\tilde{X}_c}(t) + V_{\tilde{X}_c}(t)\frac{\partial F^{T(1)}\left[\hat{X}^{(1)}(t)\right]}{\partial\hat{X}^{(1)}(t)} + V_{\tilde{X}_c}(t) \times$$
$$\times\left(\frac{\partial}{\partial\hat{X}^{(1)}(t)}\left\{\left|\text{X}(t) - \hat{X}_{\text{п}}(t)\right|Q_{Y_c}^{-1}(t)\left|X_c(t) - X(t) + \hat{X}_{\text{п}}(t)\right|\right\}\right) \times V_{\tilde{X}_c}(t) + G^{(1)}\left[\hat{X}^{(1)}(t)\right]Q_{V^{(1)}}(t)G^{(1)T}\left[\hat{X}^{(1)}(t)\right], \quad (25)$$

где $Q_{Y_c}(t)$ – дисперсия шума $Y_c(t)$; $Q_{V^{(1)}}(t)$ – дисперсия шума $V^{(1)}(t)$; $V_{\tilde{X}_c}(t)$ – дисперсия ошибки оценивания параметров сигнала; $\tilde{X}_c(t) = X^{(1)}(t) - \hat{X}^{(1)}(t)$ – ошибка оценивания параметров сигнала.

$$\frac{d\hat{X}_{\text{п}}(t)}{dt} = F_{\text{п}}\left[\hat{X}_{\text{п}}(t)\right] + V_{\tilde{X}_{\text{п}}}(t)\left|X(t) - \hat{X}^{(1)}(t)\right| \times Q_{Y_{\text{п}}}^{-1}(t)\left|X_{2\text{J}}(t) - X(t) + \hat{X}^{(1)}(t)\right|, \quad (26)$$

$$\frac{dV_{\tilde{X}_c}(t)}{dt} = \frac{F^{(1)}\left[\hat{X}^{(1)}(t)\right]}{\partial\hat{X}^{(1)}(t)} V_{\tilde{X}_c}(t) + V_{\tilde{X}_{\text{п}}}(t) \times$$
$$\times\left(\frac{\partial}{\partial\hat{X}_{\text{п}}(t)}\left\{\left|\text{X}(t) - \hat{X}^{(1)}(t)\right| Q_{Y_{\text{п}}}^{-1}(t)\left|X_{2\text{J}}(t) - \text{X}(t) + \hat{X}^{(1)}(t)\right|\right\}\right) \times V_{\tilde{X}_{\text{п}}}(t) + G_{\text{п}}\left[\hat{X}_{\text{п}}(t)\right]Q_{V_{\text{п}}}(t)G_{\text{п}}^{T}\left[\hat{X}_{\text{п}}(t)\right], \quad (27)$$

где $Q_{Y_{\text{п}}}(t)$ – дисперсия шума $Y_{\text{п}}(t)$; $Q_{V_{\text{п}}}(t)$ – дисперсия шума $Q_{V_{\text{п}}}(t)$; $\varphi_i(t)$ – дисперсия ошибки оценивания параметров помех; $\tilde{X}_{\text{п}}(t) = X_{\text{п}}(t) - \hat{X}_{\text{п}}(t)$ – ошибка оценивания параметров помех.

Рассмотрим пространственно-когерентные сигналы и помехи, имеющие в квадратурных каналах на выходе элементов АР амплитуды, распределенные по нормальному закону.

Тогда одномерные дифференциальные уравнения имеют вид (для каждого из сигнально-помеховых излучений):

$$\frac{ds_{\text{сф}}(t)}{dt} = \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{кор}}^{\text{сф}}}\right)s_c(t) +$$
$$+ \sigma_c^2\left[1 - \exp^2\left(-\frac{t}{\tau_{\text{кор}}^{\text{сф}}}\right)\right]^{\frac{1}{2}}\vartheta_{\text{сф}}(t)\,,$$

$$\frac{ds_{\text{кв}}(t)}{dt} = \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{кор}}^{\text{кв}}}\right)s_{\text{кв}}(t) +$$
$$+ \sigma_{\text{к}}^2\left[1 - \exp^2\left(-\frac{t}{\tau_{\text{кор}}^{\text{кв}}}\right)\right]^{\frac{1}{2}}\vartheta_{\text{к}}(t)\,.$$

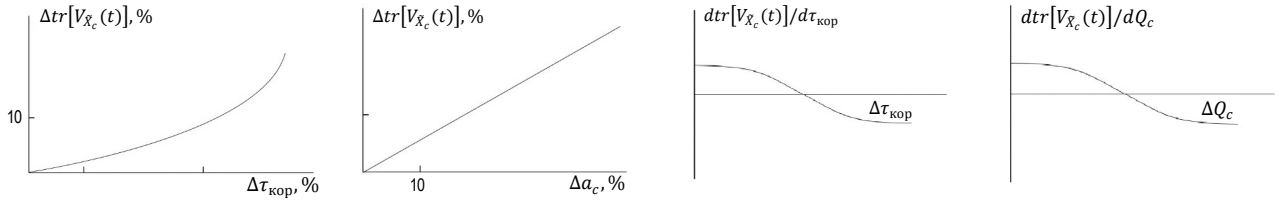
где $s_{\text{сф}}(t)$, $s_{\text{кв}}(t)$ – амплитуды сигнала в синфазном и квадратурном каналах, соответственно; σ_c^2, $\tau_{\text{кор}}^{\text{сф}}$, $\sigma_{\text{к}}^2$, $\tau_{\text{кор}}^{\text{кв}}$ – дисперсии и коэффициенты корреляции; $s_{\text{сф}}(t)$, $s_{\text{кв}}(t)$, $\vartheta_{\text{сф}}(t)$ и $\vartheta_{\text{к}}(t)$ – белые шумы единичной интенсивности.

При этом значения коэффициентов уравнения, описывающего параметры пространственно-когерентных сигналов и помех при $L = 2$, определяются:

$$F^T[X(t)] = \left\{\exp\left(-\frac{t}{\tau_{кор}^{сф}}\right),\ \exp\left(-\frac{t}{\tau_{кор}^{сф}}\right)\sin\Delta\varphi_{21},\ \exp\left(-\frac{t}{\tau_{кор}^{сф}}\right)\sin\Delta\varphi_{31},\ \exp\left(-\frac{t}{\tau_{кор}^{сф}}\right)\sin\Delta\varphi_{41},\right.$$
$$\left.\exp\left(-\frac{t}{\tau_{кор}^{кв}}\right),\ \exp\left(-\frac{t}{\tau_{кор}^{кв}}\right)\cos\Delta\varphi_{21},\ \exp\left(-\frac{t}{\tau_{кор}^{кв}}\right)\cos\Delta\varphi_{31},\ \exp\left(-\frac{t}{\tau_{кор}^{кв}}\right)\cos\Delta\varphi_{41}\right\},$$

$$G[X(t)] = \operatorname{diag}\left\{\left[1-\exp^2\left(-\frac{t}{\tau_{кор}^{сф}}\right)\right]^{\frac{1}{2}},\ \left[1-\exp^2\left(-\frac{t}{\tau_{кор}^{сф}}\right)\right]^{\frac{1}{2}}\sin\Delta\varphi_{21},\ \left[1-\exp^2\left(-\frac{t}{\tau_{кор}^{сф}}\right)\right]^{\frac{1}{2}}\sin\Delta\varphi_{31},\right.$$
$$\left[1-\exp^2\left(-\frac{t}{\tau_{кор}^{сф}}\right)\right]^{\frac{1}{2}}\sin\Delta\varphi_{41},\ \left[1-\exp^2\left(-\frac{t}{\tau_{кор}^{кв}}\right)\right]^{\frac{1}{2}},\ \left[1-\exp^2\left(-\frac{t}{\tau_{кор}^{кв}}\right)\right]^{\frac{1}{2}}\cos\Delta\varphi_{21},$$
$$\left.\left[1-\exp^2\left(-\frac{t}{\tau_{кор}^{кв}}\right)\right]^{\frac{1}{2}}\cos\Delta\varphi_{31},\ \left[1-\exp^2\left(-\frac{t}{\tau_{кор}^{кв}}\right)\right]^{\frac{1}{2}}\cos\Delta\varphi_{41}\right\}.$$

На рисунке 6 представлены результаты анализа чувствительности рассматриваемого алгоритма при $J = 2$, как зависимость дополнительного движения показателя качества оценивания, а именно дисперсии ошибки оценивания $\Delta tr\left[V_{\tilde{x}_c}(t)\right]$, при вариациях различных параметров модели.



a) b) c) d)

Рис. 6. Дополнительные движения показателя качества $\Delta tr\left[V_{\tilde{x}_c}(t)\right]$ при вариациях параметров модели

Fig. 6. Additional Movements of the Quality Indicator $\Delta tr\left[V_{\tilde{x}_c}(t)\right]$ with Variations in the Model Parameters

Из рисунков видно, что при вариациях параметров модели, а именно коэффициента корреляции (см. рисунок 6a) и дисперсии шума (см. рисунок 6b), составляющих 10 %, дополнительное движение показателя качества (дисперсии ошибки оценивания) не превосходят 2–6 %, а при вариациях в 20 % не превосходят 8–10 %, что является вполне допустимым для линейных алгоритмов оценивания. При дальнейшем увеличении вариаций параметров модели тенденция сохранения ограниченного прироста дополнительного движения сохраняется, что наглядно видно из функций чувствительности в малом показателя качества по вариациям тех же параметров модели (см. рисунки 6c и 6d).

Таким образом, синтезированные алгоритмы оценивания параметров частично-когерентных сигналов обладают достаточно высокой точностью оценивания при изменениях априорных параметров моделей сигналов и помех и при их отклонениях от параметров, задаваемых при синтезе.

Заключение

В статье разработаны математические модели сигналов различной пространственной когерентности в форме стохастических дифференциальных уравнений и предложены методы синтеза коэффициентов одномерных и многомерных СДУ. Проведенное математическое моделирование моделей с использованием среды MATLAB – Simulink подтвердило возможность их использования для представления сигналов на выходе многоэлементных антенных систем в системах ПВОС.

На основе разработанных моделей в классе квазилинейных алгоритмов были синтезированы компенсационные алгоритмы оценивания параметров частично-когерентных сигналов. Анализ чувствительности синтезированных алгоритмов к отклонениям параметров моделей показал возможность их использования для оценивания при значительных (более 20 %) вариациях параметров моделей.

Список используемых источников

1. Нахмансон Г.С. Пространственно-временная обработка широкополосных сигналов. М.: Радиотехника, 2015. 256 с.
2. Кремер И.А. Пространственно-временная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1984. 224 с.
3. Кловский Д.Д., Конторович В.Я., Широков С.М. Модели непрерывных каналов связи на основе стохастических дифференциальных уравнений. М.: Радио и связь, 1984.
4. Глушанков Е.И., Конторович В.Я. Математическое моделирование сигналов различной пространственной когерентности в системах радиосвязи // В кн.: Адаптивные радиотехнические системы с антенными решетками. Л.: Издательство Ленинградского университета, 1991. С. 432–466.
5. Глушанков Е.И., Тунгусков Н.В. Марковские модели векторных случайных процессов, описывающих параметры функционирования таможенно-логистических терминалов // Научные горизонты. 2020. № 1(29). С. 32–42.
6. Chen M.-F., Mao Y.-H. Introduction to Stochastic Processes. Vol. 2. Higher Education Press and World Scientific, 2021.
7. Bayram M., Partal T., Buyukoz G.O. Numerical methods for simulation of stochastic differential equations // Advances in Difference Equations. 2018. № 1. P. 17. DOI:10.1186/s13662-018-1466-5
8. Лялина А.Ж. Моделирование спутникового канала связи на основе стохастических дифференциальных уравнений (СДУ) // Сборник лучших докладов Региональной научно-методической конференции магистрантов и их руководителей «Подготовка профессиональных кадров в магистратуре для цифровой экономики (ПКМ-2020)». СПб.: СПбГУТ, 2021 С. 98–102.
9. Glushankov E., Lyalina A., Rylov E. Modeling the satellite communication channel based on stochastic differential equations // Proceedings of the II International Scientific and Practical Conference on Information Technologies and Intelligent Decision Making Systems (ITIDMS-II-2021, Moscow, Russia, 1 July 2021). Russian New University Publ., 2021. PP. 52–59.
10. Resnick S.I. A probability path. Springer, 2019.
11. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 624 с.
12. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи. М.: Эко-Трендз, 2005. 392 с.
13. Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь. М.: Горячия линия – Телеком, 2017. 590 с.
14. Сейдж Э., Мелс Дж. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении. М.: Связь, 1976. 496 с.
15. Розенвассер Е.Н., Юсупов Р.М. Чувствительность систем управления. М.: Наука, 1981. 464 с.
16. Лосева Ю.И. Адаптивная компенсация помех в каналах связи. М.: Радио и связь, 1988. 208 с.
17. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Горячая линия – Телеком, 2014. 608 с.
18. Шахтарин Б.И. Фильтры Винера и Калмана. М.: Горячая линия – Телеком, 2018. 396 с.

* * *

Modeling and Parameter Estimation of Partially Coherent Signals in Radio Engineering Systems

E. Glushankov[1*], D. Kirik[1], A. Lyalina[2]

[1]The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation
[2]BaltInfoCom, LLC
St. Petersburg, 194214, Russian Federation

Article info
DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-16-24
Received 28th May 2021
Accepted 5th August 2021

For citation: Glushankov E., Kirik D., Lyalina A. Modeling and Parameter Estimation of Partially Coherent Signals in Radio Engineering Systems. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(3):16–24. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-16-24

Abstract: *The problem of modeling signals of various spatial coherence in radio engineering systems is considered. First, a mathematical model for spatially coherent signals in the form of stochastic differential equations is constructed, followed by its study in the Simulink environment. The following is a method for constructing a mathematical model for a more general case – partially coherent signals, and its accuracy is also evaluated. Based on the developed models, an algorithm for estimating the parameters of partially coherent signals is synthesized. Based on the obtained dependence of the sensitivity of the model to deviation from a priori data, conclusions are drawn about a sufficiently high accuracy of estimation using synthesized algorithms.*

Keywords: *space-time signal processing, stochastic differential equations, parameter estimation, modeling, Kalman filter, correlation function.*

References

1. Nakhmanson G.S. *Spatio-Temporal Processing of Broadband Signals*. Moscow: Radiotekhnika Publ.; 2015. 256 p (in Russ.)
2. Kremer I.A. *Space-Time Signal Processing*. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 1984. 224 p. (in Russ.)
3. Klovsky D.D., Kontorovich V.Ya., Shirokov S.M. *Models of Continuous Communication Channels Based on Stochastic Differential Equations*. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 1984. (in Russ.)
4. Glushankov E.I., Kontorovich V.Ya. Mathematical Modeling of Signals of Different Spatial Coherence in Radio Communication Systems. *Adaptive Radio Engineering Systems with Antenna Arrays*. Leningrad: Leningrad University Publ.; 1991. p.432–466. (in Russ.)
5. Glushankov E.I., Tunguskov N.V. Markov Models of Vector Random Processes Describing the Parameters of the Functioning of Customs and Logistics Terminals. *Scientific Horizons.* 2020;1(29):32–42. (in Russ.)
6. Chen M.-F., Mao Y.-H. *Introduction to Stochastic Processes. Vol. 2.* Higher Education Press and World Scientific; 2021.
7. Bayram M., Partal T., Buyukoz G.O. Numerical methods for simulation of stochastic differential equations. *Advances in Difference Equations*. 2018(1):17. DOI:10.1186/s13662-018-1466-5
8. Lyalina A. Modeling a Satellite Communication Channel Based on Stochastic Differential Equations. *Proceedings of Regional Scientific and Methodological Conference of Undergraduates and their Leaders on Training of Professional Personnel in the Magistracy for the Digital Economy*. St. Petersburg: The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2021. p.98–102. (in Russ.)
9. Glushankov E., Lyalina A., Rylov E. Modeling the satellite communication channel based on stochastic differential equations. *Proceedings of the II International Scientific and Practical Conference on Information Technologies and Intelligent Decision Making Systems, ITIDMS-II-2021, 1 July 2021, Moscow, Russia*. Russian New University Publ.; 2021. p.52–59.
10. Resnick S. I. *A probability path*. Springer; 2019.
11. Tikhonov V.I. *Statistical Radio Engineering.* Moscow: Radio i sviaz Publ.; 1982. 624 p. (in Russ.)
12. Volkov L.N., Nemirovsky M.S., Shinakov Yu.S. *Digital Radio Communication Systems*. Moscow: Eco-Trends Publ.; 2005. 392 p. (in Russ.)
13. Galkin V.A. *Digital Mobile Radio Communication*. Moscow: Goryachiya liniya – Telekom Publ.; 2017. 590 p. (in Russ.)
14. Sage E., Mels J. *Theory of Evaluation and its Application in Communication and Management*. Moscow: Svyaz Publ.; 1976. 496 p. (in Russ.)
15. Rosenwasser E.N., Yusupov R.M. *Sensitivity of Control Systems.* Moscow: Nauka Publ.; 1981. 464 p. (in Russ.)
16. Losev Yu.I. *Adaptive Interference Compensation in Communication Channels*. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 1988. 208 p. (in Russ.)
17. Tikhonov V.I., Kharisov V.N. *Statistical Analysis and Synthesis of Radio-Technical Devices and Systems*. Moscow: Goryachiya liniya – Telekom Publ.; 2014. 608 p. (in Russ.)
18. Shakhtarin B.I. *Filters of Wiener and Kalman*. Moscow: Goryachiya liniya – Telekom Publ.; 2018. 396 p.

Сведения об авторах:

ГЛУШАНКОВ Евгений Иванович — доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, glushankov57@gmail.com

КИРИК Дмитрий Игоревич — кандидат технических наук, доцент, декан факультета радиотехнологий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, d_i_kirik@mail.ru

ЛЯЛИНА Анна Жановна — инженер ООО «БалтИнфоКом», lyalinanna@gmail.com

УДК 621.396.96 DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-25-37

Использование нейронных сетей для решения задачи оптимизации электромагнитной обстановки в сетях радиодоступа

О.Ю. Казьмин[1], **О.А. Симонина**[1]

[1]Санкт-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 11.08.2021
Принята к публикации 24.09.2021

Ссылка для цитирования: Казьмин О.Ю., Симонина О.А. Использование нейронных сетей для решения задачи оптимизации электромагнитной обстановки в сетях радиодоступа // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 3. С. 25–37. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-25-37

Аннотация: *В статье предложен алгоритм управления электромагнитной обстановкой в локальной беспроводной сети Wi-Fi с использованием методов нечеткой логики. Разработана система управления мощностью точек доступа, развернутая с использованием сегмента Wi-Fi на основе существующего оборудования. Показано, что использование системы управления электромагнитной совместимостью в высокоплотных Wi-Fi-сетях позволяет существенно улучшить пропускную способность беспроводного сегмента.*

Ключевые слова: *Wi-Fi, электромагнитая обстановка, нейронные сети.*

Введение

Важной проблемой, возникающей в условиях эксплуатации большого количества радиоэлектронных средств (РЭС), становится необходимость обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС). Электромагнитное загрязнение стало серьезной проблемой, особенно в крупных городах и промышленных центрах. Развитие беспроводных технологий и рост числа устройств, подключенных в целях обеспечения радиодоступа клиентов, мониторинга окружающей среды и управления удаленными объектами, позволяет говорить о беспроводных сетях высокой плотности. В силу высокой помеховой обстановки в таких сетях одновременное функционирование устройств затруднено. При этом большинство технологий использует нелицензируемые диапазоны: 2,4 и 5 ГГц, которые особенно подвержены интерференции [1]. Контроль над использованием указанных частотных диапазонов в настоящее время осуществляется крайне слабо, что связано с отсутствием стандартизированной методики планирования беспроводных локальных сетей (WLAN) и сетей малого радиуса действия (PAN). Такой подход обусловлен низкими мощностями беспроводных сетей доступа, что долгое время считалось несущественным с точки зрения влияния на электромагнитную обстановку (ЭМО) в целом за счет относительно небольшого радиуса действия. Однако с увеличением плотности беспроводных сетей проблема обеспечения электромагнитной совместимости в нелицензируемых диапазонах стала особенно актуальной.

К факторам, управление которыми позволяет влиять на ЭМО РЭС, относятся:

– частотные (снижают эффективность использования радиочастотного спектра, так как включают ограничения как по занимаемой полосе, так и по внеполосным и побочным каналам);

– пространственные (позволяют назначать одну и ту же частоту различным РЭС, разнесенным в пространстве);

– временные (используются в системах специальной связи для РЭС с ограничениями по времени работы);

– управление параметрами сигнала, мощностью, поляризацией и пр. (позволяют эффективно обеспечивать электромагнитную обстановку, хотя и требуют некоторого усложнения аппаратно-программных комплексов).

Еще до формализации проблемы электромагнитной совместимости в сетях высокой плотности были предложены модели расчета ЭМС с учетом воздействия препятствий и взаимного расположе-

ния устройств [2–4]. Вопросы уменьшения взаимного влияния сетей радиодоступа и систем мобильной связи в близких диапазонах [5] входят в методики планирования сетей различных поколений. Аналогичный подход используется и для планирования корпоративных WLAN [6]. Однако в настоящее время появляется задача не только оценки взаимного влияния РЭС, работающих в близких диапазонах, или планирования беспроводных сетей мобильной связи. Развитие технологий Интернета вещей (IoT), умного города, мониторинга окружающей среды ставит задачу поиска методов управления ЭМО в сетях нелицензированного диапазона для близко расположенных устройств, часто – малой мощности и с автономным питанием. Известно, что сложная помеховая обстановка приводит к необходимости использования помехоустойчивых алгоритмов, и, как следствие, к большим затратам энергии [7].

В настоящее время для решения проблемы ЭМС используется традиционный подход: управление частотными, пространственными и временными факторами, позволяющее решить задачу ЭМС через планирование сети или управление параметрами сигнала [8]. Существующие решения обеспечения ЭМС опираются на ЭМО, создаваемую довольно разреженными сетями, работающими в частотных диапазонах, требующих лицензирования.

Однако современные высокоплотные сети беспроводные сети радиодоступа, например, Wi-Fi, предполагают наличие специфических функциональных возможностей беспроводной инфраструктуры, которые не всегда оказываются востребованы в беспроводных локальных сетях корпоративного или домашнего назначения. К таким функциям относятся динамическое управление ресурсами, пулы виртуальных локальных сетей (VLAN Pooling) [9], подстройка чувствительности приема и т. д. Это усложняет сетевые решения, приводит к неоптимальному управлению радиоресурсами и не учитывает взаимное влияние различных беспроводных сетей. С изменением сценариев предоставления услуг беспроводной связи [10, 11] необходимы новые подходы в организации обеспечения ЭМС в сетях высокой плотности. Например, централизованное управление параметрами сети для обеспечения наилучшей ЭМС.

Постановка задачи обеспечения ЭМС с использованием аппарата нечеткой логики

В настоящее время происходит новый виток в использовании технологии Wi-Fi: устройства снабжаются микроконтроллером и Wi-Fi-модулем, что позволяет все подключенные устройства увязать в единую сеть, имеющую централизованное управление. Решение IoT на основе стандартов IEEE 802.11, которое очень популярно у разработчиков, позволяет свести задачу оптимизации ЭМС к разработке алгоритма оптимизации ЭМО в сетях радиодоступа нелицензируемого диапазона. В сетях высокой плотности одновременно функционирует множество устройств, использующих широкополосные сигналы. При этом ЭМО тем лучше, чем дальше по частоте разнесены точки доступа (AP, *аббр. от англ.* Access Point) с высоким уровнем RSSI (*аббр. от англ.* Received Signal Strength Indicator). В этом случае алгоритмы нечеткой логики могут оказаться эффективными для решения задачи оптимизации частотного диапазона и адаптивного выбора мощности всего множества точек доступа [12].

Пусть существует сеть, состоящая из множества AP_k, номера которых обозначены k, k = 1, 2, 3, …, K, тогда при изменении параметров мощности излучения алгоритм должен решить задачу поиска наилучшего набора мощностей всех близкорасположенных AP сети. Принятая мощность в дБ может быть рассчитана следующим образом:

$$P_{rx} = P_{tx} + G_t - P_{\min} - L_t - L_r - L(f_{tx}, R), \qquad (1)$$

где P_t – мощность передатчика, дБмВт; P_{tx} – мощность передатчика, дБмВт; G_t – коэффициент усиления передающей антенны, дБмВт; L_t – потери в антенно-фидерном тракте передатчика, дБ; L_r – потери в антенно-фидерном тракте приемника, дБ; $L(f_{tx}, R)$ – затухание сигнала при распространении, зависящее от частоты передачи и расстояния между приемником и передатчиком, дБ.

Важно понимать, что для каждой AP_i сигналы других AP считаются мешающими. Чем выше уровень сигнала мешающей AP_k, поступающего на вход антенны исследуемой AP_i, тем хуже качество связи в сети, образованной исследуемой точкой доступа. Следовательно, цель алгоритма – обеспечить наименьшее взаимное влияние AP_k друг на друга:

$$\min\{Y_{i\Sigma} = \sum_{i,j=1}^{k} P_{rx,iJ.\text{дБ}}, \text{где } i, j = 1 \ldots \ k \text{ и } i \neq j\}, \quad (2)$$

где $Y_{i\Sigma}$ – суммарная мощность мешающих сигналов, принятая всеми роутерами системы, дБ; $P_{rx,iJ}$ – суммарная мощность, полученная на i-м устройством от j-й AP сети, дБ.

Таким образом, задачу обеспечения ЭМС в сетях высокой плотности нелицензируемого диапазона можно сформулировать как необходимость поиска оптимальных режимов работы множества устройств $\{D\}$, использующих множество технологий $\{T\}$ на множестве каналов нелицензируемого диапазона $\{F\}$. Учитывая, что на работу устройств такого типа существенно влияют временные факторы (работают постоянно, по расписанию, по событию), а множество $\{F\}$ может динамически изменяться при использовании, например, программно-конфигурируемого радио (SDR), то для решения оптимизационной задачи было принято использовать аппарат нечеткой логики [13]. Аналогичный

подход использовался для решения задачи обеспечения ЭМС в энергетике [14], что делает возможным применить его и к РЭС.

Тогда множество решений оптимизационной задачи будет лежать в области пересечения нечетких множеств, представляющих собой критерии обеспечения ЭМС:

$$P = K_D \cap K_F \cap K_T, \quad (3)$$

где P – наилучшая альтернатива режима работы устройства; K – множество критериев эффективной работы устройств в пространстве (D), частотной (F) и временной (T) области использования радиочастотного спектра, энергетических характеристик сигнала, обусловленных технологией радиодоступа.

Таким образом, на смену набору функций предлагается ввести единую систему управления организацией распределения ресурсов внутри сети и регулировку параметров ЭМС для обеспечения возможности одновременной работы нескольких близкорасположенных сетей.

Алгоритм оптимизации ЭМО в сети радиодоступа

Для решения оптимизационной задачи необходимо определить набор критериев для каждого и множеств K_D, K_F, K_T. В качестве начальных условий относительно устройств оптимизируемой сети примем следующие:

– используют один и тот же стандарт семейства IEEE 802.11;

– имеют возможность ручного изменения мощности, что в последствии возможно автоматизировать;

– могут быть увязаны в единую систему, которая принимает решение об изменении режима работы.

При этом в машинном обучении существует множество методов для организации нейронной сети. Метод линейной регрессии, предполагающий линейную связь между входными и выходными переменными, относится к классу задач обучения с учителем, т. е. по заданному набору признаков наблюдаемого объекта позволяет спрогнозировать целевую переменную [15]. Таким образом, разрабатываемый комплекс машинного обучения самообучается на частоте использования точек доступа и выделяет большее значение мощности наиболее активной в заданный момент времени АР. Рассмотрим алгоритм работы системы.

Блок-схема алгоритма состоит из 37 основных блоков, которые производят настройку сети, самопроверку функциональности на начальном этапе, осуществляют регулярный сбор параметров активности АР для обучения нейронной сети, осуществляют адаптивную регулировку параметров с использованием алгоритмов машинного обучения и поддерживают дальнейший процесс обучения нейронной сети в условиях работы системы. На рисунках 1–3 приведен алгоритм программы, разработанный в соответствии с ГОСТ 12003-80. Блоки 1–10 служат для первоначальной настройки системы из трех близкорасположенных АР, к которым подключены абонентские устройства.

Первая часть алгоритма производит первичный опрос всех АР для определения RSSI (см. рисунок 1) на всех абонентских устройствах. При неудовлетворительных данных, не соответствующих стандарту IEEE 802.11, мощность AP_i повышается на 100 %, и опрос RSSI повторяется.

На следующем этапе (см. рисунок 2) происходит включение AP_k в штатном режиме и регулярный опрос количества используемого трафика каждой АР на протяжении заданного периода. Эти данные будут использоваться в качестве входных в обучаемой нейронной сети. После выполняется расчет целевых показателей мощности и запускается процесс обучения нейронной сети методом линейной регрессии.

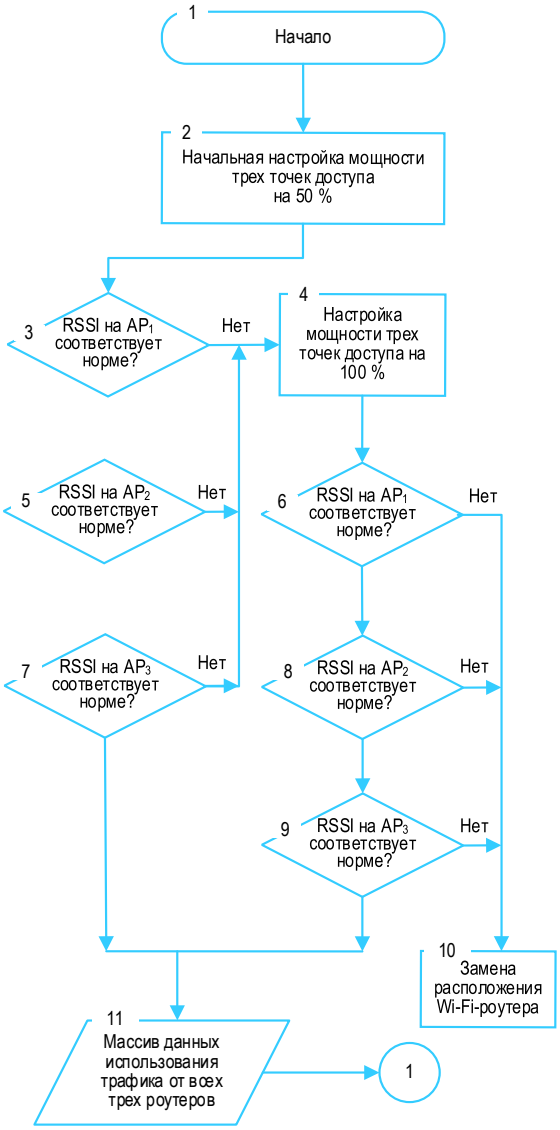


Рис. 1. Алгоритм опроса RSSI

Fig. 1. RSSI Polling Algorithm

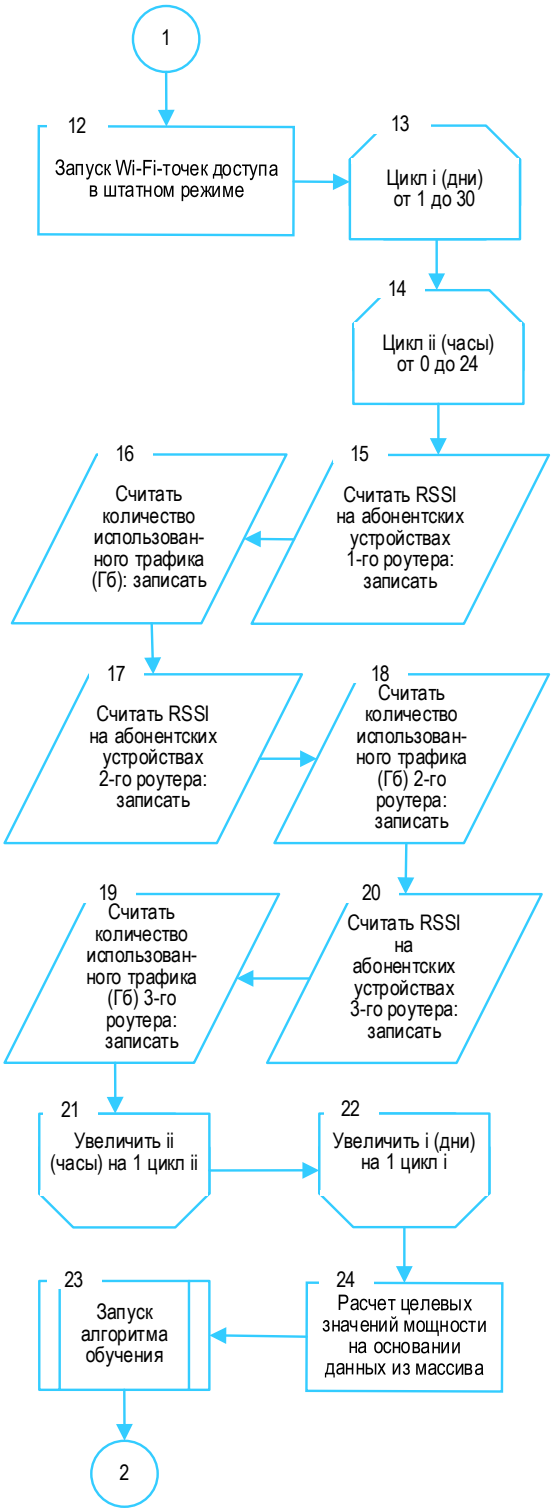


Рис. 2. Алгоритм включения AP_k в штатном режиме, фиксация трафика

Fig. 2. Algorithm for Turning on AP_k in Normal Mode – Fixing Traffic

Следующая часть алгоритма (см. рисунок 3) использует полученные данные для выставления соответствующих мощностей на всех AP_k. При этом по-прежнему обеспечивается контроль и учет RSSI на абонентских устройствах. Это связано в тем, что недостаточная мощность, выставленная по итогу работы машинного обучения, может привести к нестабильности соединения с абонентскими устройствами. В алгоритме предусмотрено, что при низком RSSI мощность AP автоматически поднимается на 5 %.

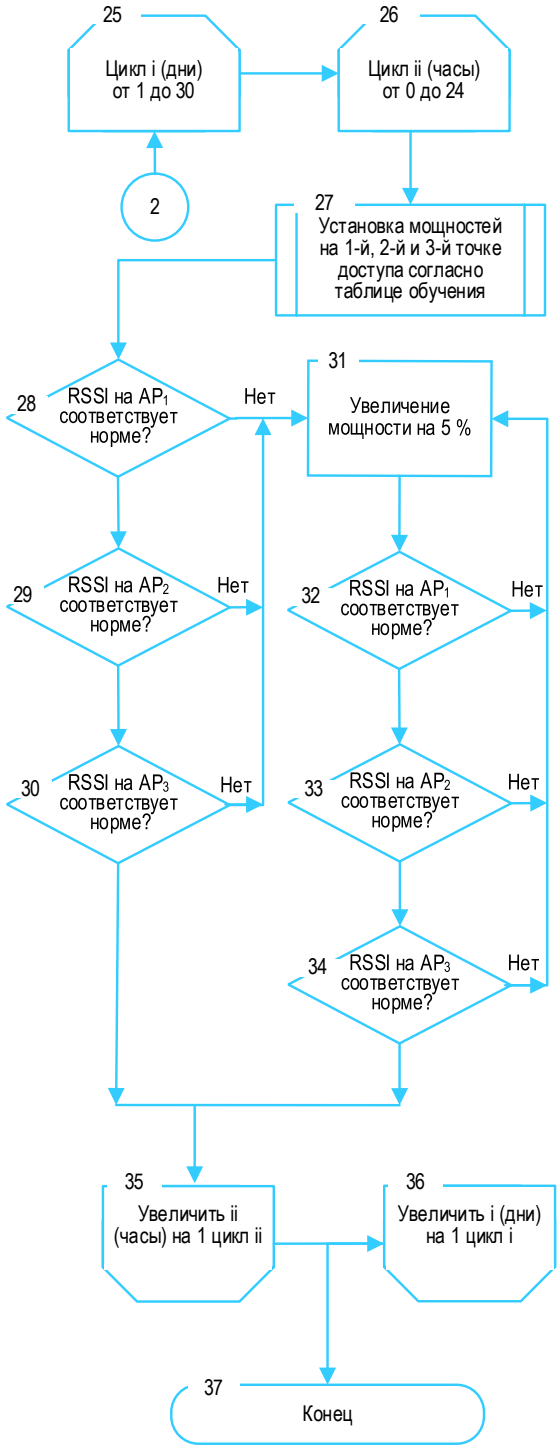


Рис. 3. Алгоритм изменения мощностей на всех AP_k

Fig. 3. Algorithm for Changing the Capacities of all AP_k

Особенность разработанного алгоритма заключается в учете не только взаимного отрицательного влияния AP друг на друга, но и качества связи между AP и абонентским устройством. Данный алгоритм может быть масштабирован для системы с различным количеством устройств.

Реализация алгоритма нечеткой логики для управления мощностью Wi-Fi-роутеров в MATLAB

Для проведения расчета развернем небольшую сеть, состоящую из трех Wi-Fi-роутеров. Для исследования были выбраны беспроводные маршрутизаторы D-Link dir-620:

– 1 порт WAN 10/100base-tx Ethernet;
– 4 LAN порта 10/100base-tx Ethernet;
– Диапазон частот: 2,400–2,462 ГГц;
– Выходная мощность передатчика 13–17 дБм;
– Чувствительность приемника от –85 до –65 дБм.

Такая сеть радиодоступа обеспечивает широкополосное соединение до 300 Мбит/с с устройствами стандарта 802.11n и поддерживает обратную совместимость с устройствами стандарта 802.11b/g.

Пользователи сети, организованной каждым из роутеров, используют свои устройства с разной частотой, поэтому выбран период наблюдения 30 дней. На начальном этапе производится набор входных параметров для обучения: каждый час программа считывает количество мегабайт входящего трафика каждой AP_k и заносит данные в таблицу входных данных (таблица 1).

ТАБЛИЦА 1. Входные данные для обучения модели

TABLE 1. Model Training Input

День	Время суток	Объем трафика за час, МБайт		
		AP_1	AP_2	AP_3
1	1:00	200	1	50
	2:00	210	2	57
...				
13	23:00	259	57	715
	0:00	90	107	467

Предложенный алгоритм реализован в среде MATLAB Simulink и представляется как математический комплекс машинного обучения, содержащий 30 скрытых слоев для обучения (рисунок 4). После 30 дней обучения получаем таблицу взвешенного распределения мощности (таблица 2).

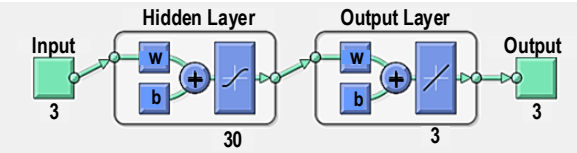


Рис. 4. Функциональная схема обучаемой сети

Fig. 4. Functional Diagram of the Learning Network

Как видно из рисунка 4, на вход подается набор значений распределений трафика между тремя роутерами, а на выходе – набор мощностей, которые будут установлены на соответствующих роутерах оптимизируемой сети. В ходе обучения алгоритма получаем график зависимости среднего квадрата ошибки от итерации обучения и результат наилучшей итерации (рисунок 5). Гистограмма ошибок показывает, что алгоритм работает корректно даже при относительно небольшом количестве слоев обучения (рисунок 6).

ТАБЛИЦА 2. Целевые данные для обучения модели

TABLE 2. Model Target Training Data

День	Время суток	Принятие решения о выборе мощности (%)		
		AP_1	AP_2	AP_3
1	1:00	80	1	19
	2:00	78	1	21
...				
13	23:00	25	5	70
	0:00	14	16	70

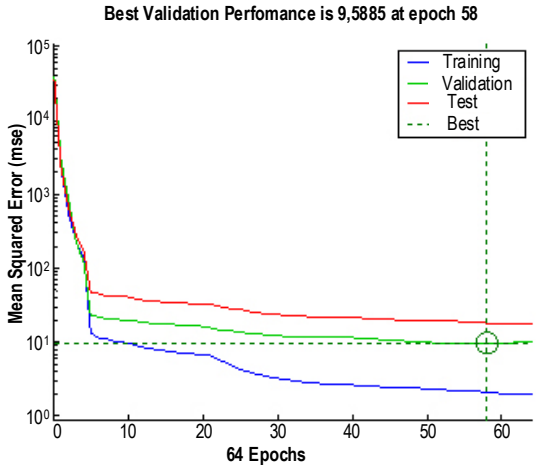


Рис. 5. Результат работы алгоритма линейной регрессии для модельной сети

Fig. 5. The Result of the Linear Regression Algorithm of the Model Network

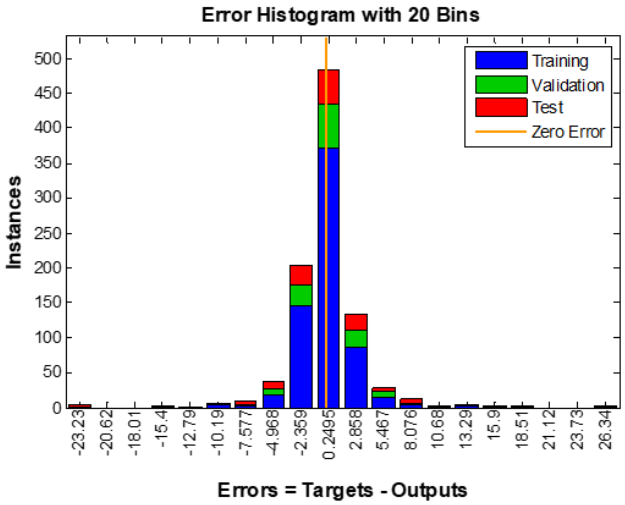


Рис. 6. Гистограмма ошибок работы алгоритма

Fig. 6. Algorithm Error Histogram

Проверим работу алгоритма. Введем входные данные, полученные на 13-й день наблюдения в 23:00 (таблица 5), и рассчитаем три значения мощностей АР:

```
>> sim (net, [259; 57; 715])
ans =
   24.3178
    6.1902
   69.5275
```

Итак, на выходе алгоритма получаем набор данных, который отличается от целевого на 2,7, 23,8 и 0,7 %, т. е. довольно близок к целевым даже при малом объеме данных обучения. Таким образом, использование нейронных сетей для оптимизации сетей радиодоступа имеет перспективы практического применения.

Анализ возможности автоматизированного управления мощностью АР

В исследуемой модели сети высокой плотности, состоящей из трех Wi-Fi-роутеров D-Link dir-620, по адресу 192.168.0.1 находится форма для введения логина и пароля для доступа к настройкам АР. Как видно из рисунка 7, точка доступа использует форму «*id_form_main*» для аутентификации пользователя, далее указан метод отправки данных: *method* = «*post*» – этот параметр указывает, что данные отправляются по протоколу HTTP, используя метод POST.

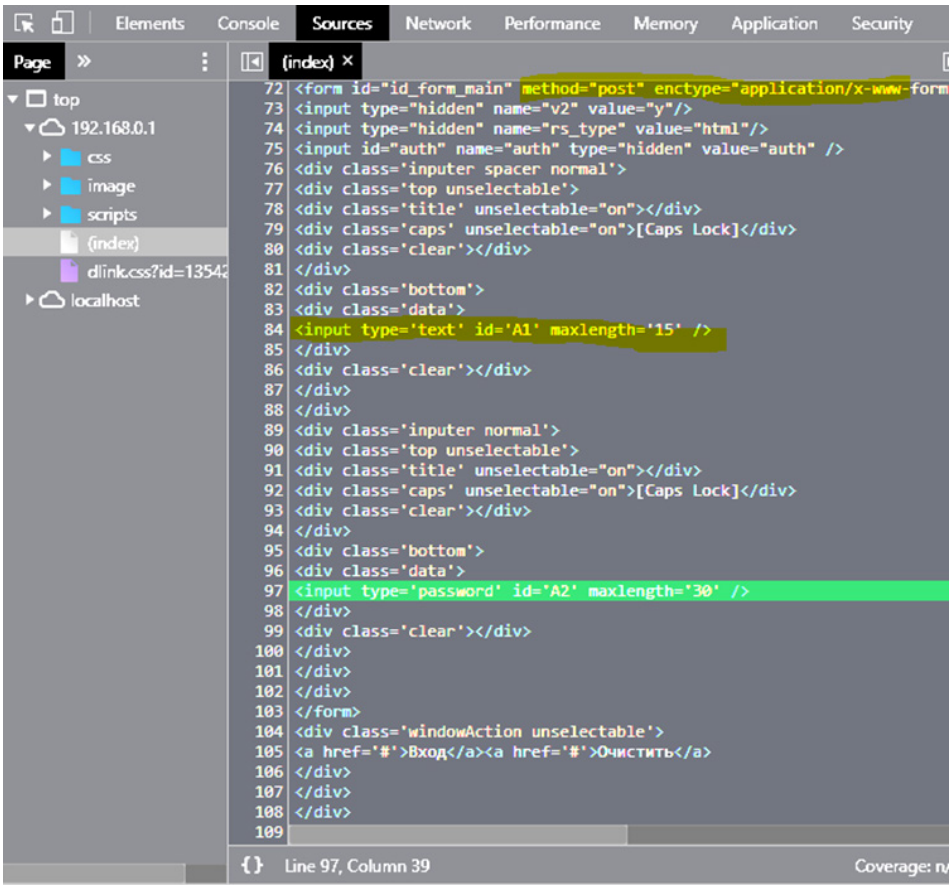


Рис. 7. Фрагмент окна браузера на странице настроек

Fig. 7. Browser Settings Page

HTTP является широко распространенным протоколом передачи данных и, согласно модели OSI, является протоколом прикладного уровня (L7). HTTP предполагает использование клиент-серверной структуры для обмена данными: приложение клиента формирует запрос определенным методом (например POST-запрос) и отправляет его на сервер. В свою очередь сервер обрабатывает запрос после получения, формирует ответ и отправляет его клиенту.

Таким образом, в разрабатываемой системе браузер является клиентским приложением, которое методом POST отправляет параметры связи на сервер, роль которого в эксперименте выполняет точка доступа AP_1. Для того, чтобы увидеть данные самого запроса, существует возможность анализа переданного трафика в момент передачи логина и пароля. В эксперименте использовался анализатор трафика WireShark.

Легко видеть передачу логина и пароля в заголовке Cookie методом POST:

```
Cookie: cookie_lang=rus;
        lan_ip=192.168.0.2;
        user_ip=192.168.0.29;
        url_hash=;
        client_login=ЛОГИН;
        client_password=ПАРОЛЬ
```

Таким образом, для автоматизации процесса изменения мощности точки доступа AP_1 в алгоритм системы необходимо в первую очередь внести возможность отправки аналогичного запроса, чтобы

обеспечить доступ к настройкам. После обработки запроса точка доступа в случае верной комбинации логина и пароля отправляет страницу с полными настройками Wi-Fi-роутера. Изменить мощность передатчика на точке доступа можно в дополнительных настройках Wi-Fi.

В списке настроек особенно важны отвечающие за мощность и частотный поддиапазон:

– Station Keep Alive (интервал в секундах между проверками активности беспроводных устройств, входящих в локальную сеть; если задано значение 0, проверка не выполняется);

– Beacon-период (интервал в миллисекундах между отправкой пакетов для синхронизации беспроводной сети);

– TX-мощность (мощность передатчика в процентах);

– ширина канала (ширина полосы для выбранного канала, выраженная в МГц).

При ручном изменении TX-мощности клиентское приложение так же, как и во время аутентификации, отправляет запрос на серверную часть Wi-Fi-роутера. В содержании данного запроса можно видеть данные, полученные в предыдущем запросе, в заголовке Cookie, и текст запроса, отправляемого методом GET:

```
http://192.168.0.1/index.cgi?v2=y&rq=y&res json=y&res data type=json&res config action=3&res con
fig id=105&res struct size=0&res buf={%22addon settings%22:{%22BeaconPeriod%22:%2250%22,%22RTSTh
reshold%22:%222347%22,%22FragThreshold%22:%222346%22,%22DtimPeriod%22:%221%22,%22TxPower%22:%222
5%22,%22TxPreamble%22:0,%22StationKeepAlive%22:%220%22,%22BGProtection%22:%220%22,%22BandWidth%2
2:%222%22}}
```

В данном запросе важен отмеченный цветом фрагмент %22TxPower%22:%2225%22: если убрать %22 (в кодировке запроса это означает символ «пробел»), то остается поле TxPower: 25 , где 25 – это мощность излучения, указанная в процентах.

Таким образом, для реализации системы, которая без участия пользователя сможет изменять мощность передатчика, необходимо имитировать отправку двух предыдущих запросов пользователя системой, оптимизирующей электромагнитную обстановку. На текущее время существует широкий класс программ, способных отправлять запросы на сервер и декодировать полученные ответные данные. В данном эксперименте для отладки процесса имитации запросов браузера используется программа Postman [16].

Как было отмечено ранее, чтобы изменить значение мощности, излучаемой передатчиком точки доступа, необходимо отправить GET-запрос с зашифрованными параметрами. Для отправки GET-запроса необходимо указать метод запроса GET, ввести сетевой адрес файла, в который отправляется форма запроса, создать заголовок Cookie и заполнить в нем cookie-данные, полученные ранее с использованием анализатора трафика.

При правильно настроенном запросе, AP вернет страницу с настройками роутера:

```
{
 upload: false,
 status:20,
 getConfigStatus:13,
 needReset:50,
 passwStatus:20,
 defaultConf:41,
 pinstatus: -1,
 rpcWAN: {
  "iface_names": {
 "eth2.5":
 …
```

При неудачном запросе будет выдана ошибка авторизации:

```
{
 auth: false
}
```

Таким образом, предложена методика имитации работы клиентского приложения, которая позволяет отправлять запросы изменения мощности передачи на серверную часть AP.

Аппаратная реализация системы управления мощностными параметрами модели сети высокой плотности

В настоящее время существует много доступных вычислительных систем на базе микроконтроллеров. Особенностями таких устройств считаются доступная ценовая политика, содержание на рынке аналогов устройств, поддержка целых библиотек с примерами, под разные классы задач, низкое энергопотребление, большое количество обучающих материалов в открытом доступе.

Рассмотрим примеры возможной реализации на одноплатных компьютерах двух систем. Каждая из этих реализаций имеет свои достоинства и может быть использована в сетях Wi-Fi высокой плотности в различных решениях.

Среди вышеописанных решений выделяется одноплатный компьютер Raspberry Pi 2 model b, работающий под управлением Linux-подобной системы Rasbian – такая связка аппаратной и программной части дает возможность реализовать программу на языке Python. Таким образом, написанные программы можно тестировать в реальном времени.

Для использования сетевых функций, необходимых в программе, требуется установить библиотеку requests:

```
Pip install requests
```

После этого в коде программы подключить ее:

```
import requests
```

Далее указывается сетевой адрес отправки запроса и логин с паролем упаковываются в заголовок Cookie:

```
URL_AUTH = 'http://192.168.0.1/index.cgi'
cookie = dict(client_login='ЛОГИН',
 client password='ПАРОЛЬ',
 cookie lang='rus', lan ip='192.168.0.1',
 url_hash='wifi/common', user_ip='192.168.0.29')
```

После данных этапов возможно отправлять GET-запрос на изменение мощности роутера:

```
zapros = requests.get('http://192.168.0.1/index.cgi?v2=y&rq=y&res json=y&res data type=json&res config action=3&res config id=105&res struct size=0&res buf={%22addon settings%22:{%22BeaconPeriod%22:%22100%22,%22RTSThreshold%22:%222347%22,%22FragThreshold%22:%222346%22,%22DtimPeriod%22:%221%22,%22TxPower%22:%2244%22,%22TxPreamble%22:0,%22StationKeepAlive%22:%220%22,%22BGProtection%22:%220%22,%22BandWidth%22:%221%22}}', cookies=cookie)
```

Согласно данной строке, излучаемая мощность роутера AP_1 должна измениться и установиться 44 % от максимального значения.

Отметим, что одноплатный микрокомпьютер Raspberry Pi 2 model b не имеет в своем составе встроенного Wi-Fi-модуля, следовательно, для реализации разрабатываемой системы необходимо проводное соединение со всеми роутерами сети, но такое решение не совсем отвечает современным тенденциям.

Существуют альтернативные решения, одновременно включающие в себя микроконтроллер и Wi-Fi-модуль: они базируются на платформе Arduino и активно применяются любителями для построения собственных систем умного дома.

Например, решение на базе Esp-8266 представляет собой микроконтроллер производства Espressif. Отличительной особенностью данного устройства является поддержка стандартов IEEE 802.11. Однако внедрение этого модуля может представлять некоторые трудности: для корректной работы и программирования через USB-порт необходима внешняя обвязка данного устройства. Одним из таких решений является плата NodeMCU v3. Такие платы снабжены необходимой электронной обвязкой и удобны для быстрого прототипирования устройств. Использование NodeMCU для построения системы оптимизации модели сети высокой плотности дает возможность сделать систему беспроводной, в отличие от предыдущего решения на базе Raspberry Pi. Прошивка, управляющая запрограммированными функциями микроконтроллера, написана на C++. Для написания кода под плату NodeMCU v3 используется среда Arduino IDE.

Полноценное общение программы с микроконтроллером на низком уровне представляет из себя отдельный класс задач программирования, однако на данный момент для среды Arduino IDE написано большое количество библиотек, находящихся в открытом доступе. Подключим необходимые библиотеки:

```
#include <Arduino.h>
#include <WiFiClient.h>
#include <ESP8266WiFi.h>
#include <ESP8266WiFiMulti.h>
#include <ESP8266HTTPClient.h>
```

Далее необходимо объявить переменные, которые будут хранить в себе название объекта COM-порта и численное значение мощности:

```
#define USE_SERIAL Serial   //объявление com-порта
int TXpow_AP1 = 25;                  //указанние мощности
ESP8266WiFiMulti WiFiMulti; //создание объекта
```

После данных операций необходимо подключиться к AP_1 с помощью встроенных функций. Для правильной отправки GET-запроса, он должен быть аутентифицирован с помощью заголовка Cookie:

```
http.begin("http://192.168.0.1/index.cgi?v2=y&rq=y&res json=y&res data type=json&res config action=3&res config id=105&res struct size=0&res buf={%22addon settings%22:{%22TxPower%22:%22"+String(TXpow_AP1)+"%22,%22TxPreamble%22:0,%22StationKeepAlive%22:%220%22,%22BGProtection%22:%220%22,%22BandWidth%22:%222%22}}");

http.addHeader("Cookie:", "cookie_lang=rus; user_ip=192.168.0.29; lan_ip=192.168.0.2; client_login=ЛОГИН; client_password=ПАРОЛЬ");
```

Здесь $TXpow_AP_1$ – переменная, которая хранит значение устанавливаемой мощности. Строка, которая отвечает за отправку GET-запроса, имеет вид:

```
int httpCode = http.GET();
```

Увидеть результат изменения можно в окне настроек точки доступа: успешный запрос изменяет мощность со 100 до 25 % (рисунок 8).

Таким образом, разработана программно-аппаратная модель устройства, которое дистанционно подключается к сети и отправляет запрос на изменение мощности. Однако полноценная реализация разрабатываемой системы возможна при расширении прошивки: необходима реализация алгоритма приема данных нейросети от COM-порта.

Реализация приема данных из нейросети на базе esp-8266

Нейросеть отправляет массив значений для каждой точки доступа в COM-порт. Однако необходима программа, способная принять полученный массив и выдать его значения в переменные, отвечающие на численные значения устанавливаемых мощностей.

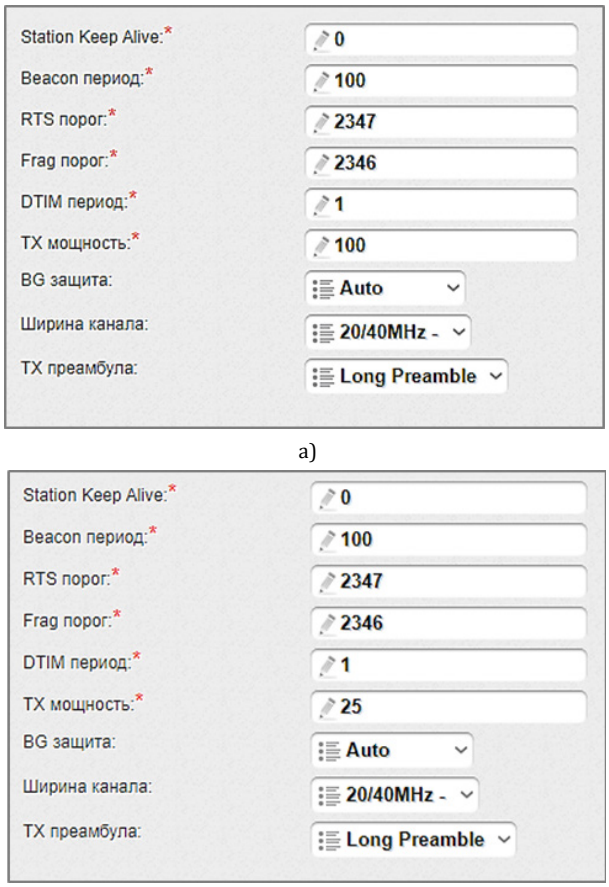


Рис. 8. Изменение TX мощности после включения микроконтроллера: a) параметры мощности до посылки запроса; b) параметры мощности после посылки запроса

Fig. 8. Changing the TX Power after the Microcontroller: a) Power Settings before Sending the Request; b) Power Parameters after Sending the Request

Программа имеет стандартное начало в виде объявления переменных:

```
#define I_Simvol 11      //размер буфера принятых значений значений
#define I_Buf 3          //буфер результатов
int KolicSimvolov = 0;
int Simvol [I_Simvol];   //буфер для принятых символов
int Buf[I_Buf];          //буфер для результата
int i, i2;               //переменные-счетчики
```

После объявления переменных записываем символы, принятые через COM-порт и разделяем их для записи в массив.

```
  void setup() {
    Serial.begin(115200);//9600, 14400, 19200, 38400, 57600, 115200
  }
  void loop() {
    for (i = 0; i < I_Simvol; i++) Simvol[i] = 0; //обнуление буфера ПРИЕМА
    for (i = 0; i < I_Buf; i++) Buf[i] = 0; //обнуление результата
    KolicSimvolov = Serial.available(); //считываем активность com-порта
    delay(10);
    if (KolicSimvolov > 0) {
      for ( i = 0; i < KolicSimvolov; i++) {
        Simvol [i] = Serial.read();
        delay(10);
      }
    i = 0;
    i2 = 0;
    while (i < KolicSimvolov) {
      if (Simvol[i] >= 48 && Simvol[i] <= 57) { //если цифра
        Buf[i2] = Buf[i2] * 10 + (Simvol [i] - 48); //Накапливаем переменную
        i++;
      }
      else {   //если НЕ цифра (любой символ)
        i2++;  //переходим к следующему элементу буфера результата
        i++;
      }
    }
    Serial.flush(); //очистка буфера
  for (i = 0; i < I_Buf; i++){
  Serial.print(Buf[i]);
  Serial.print("  ");
  }
  Serial.println("");
    }
  }
```

Таким образом, разработано соединительное звено между алгоритмом нейросети в MATLAB и управляющей программой в микроконтроллере.

Экспериментальное исследование разработанной системы для оптимизации ЭМО с использованием алгоритмов нечеткой логики

Для проведения эксперимента подключим разработанную систему оптимизации к существующей модельной сети (рисунок 9, где приняты следующие обозначения:

МК ESP8266 – отладочная плата NodeMCU v3;

AP_1 AP_2, AP_3 – роутеры D-Link dir-620;

UE – пользовательские устройства, подключенные к AP).

Как было показано выше, в первые моменты работы сети происходит сбор данных об использовании трафика на каждой из AP, поэтому на данном этапе оптимизация не производится. Данные отправляют точки доступа: на рисунке 9 это блок «Отправка данных в систему». Система оптимизации ЭМО представляет собой совокупность трех функциональных блоков: непосредственно нейронной сети, микроконтроллера для управления параметрами мощности и блока обработки запросов AP. В качестве нагрузки в такой сети высокой плотности могут выступать как пользовательские устройства, генерирующие мультимедийный трафик, так и устройства «умного дома», являющиеся источниками специфического трафика IoT.

Для сравнения качественных показателей работы сети до включения оптимизации ЭМС и после (таблицы 3 и 4, соответственно) проведем замеры скоростных параметров AP_1 с использованием speedtest.net для одного и того же сервера. Результаты измерений показывают, что особенно сильно изменилась скорость передачи данных по линии вниз: почти на 50 %. Данный эффект обусловлен особенностями организации временного дуплекса в сетях стандартов IEEE 802.11.

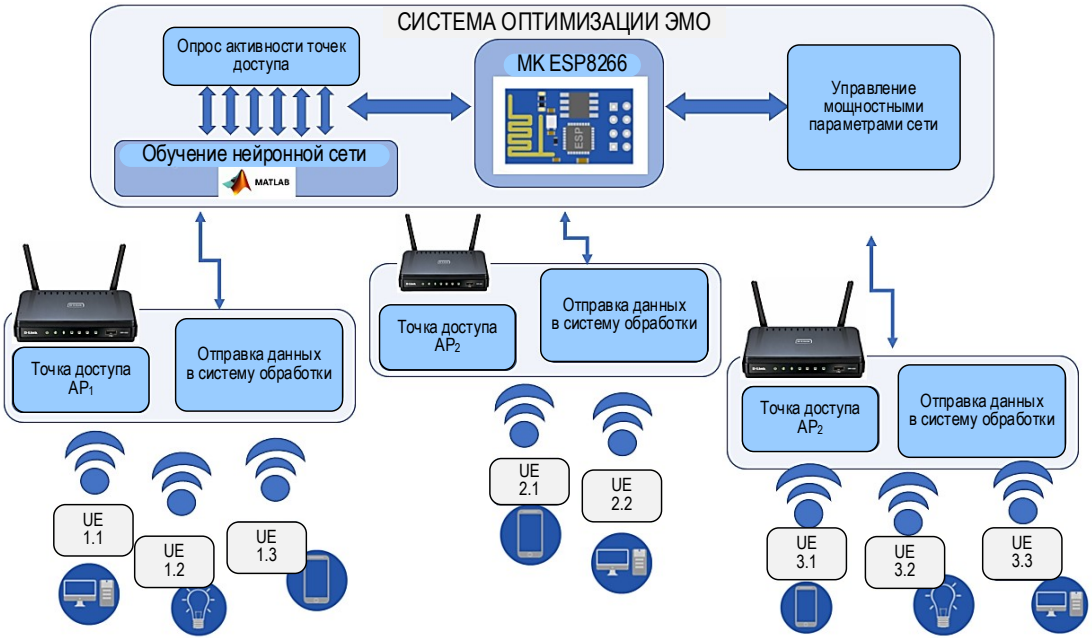


Рис. 9. Архитектура сети высокой плотности с внедренной системой оптимизации ЭМО

Fig. 9. High-Density Network Architecture with an Integrated Electromagnetic Environment Optimization System

ТАБЛИЦА 3. Замеры качества подключения к сети Интернет для AP_1 до оптимизации

TABLE 3. Internet Connection Quality Measurements for AP_1 before Optimization

Ping, мс	Скорость по линии вниз, Мбит/с	Скорость по линии вверх, Мбит/с
7	11,04	8,12
7	12,34	7,32
9	11,76	11,08
8	10,89	10,67

ТАБЛИЦА 4. Замеры качества подключения к сети Интернет для AP_1 после оптимизации

TABLE 4. Internet Connection Quality Measurements for AP_1 after Optimization

Ping, мс	Скорость по линии вниз, Мбит/с	Скорость по линии вверх, Мбит/с
8	18,04	19,52
7	16,34	19,23
9	16,76	21,08
8	17,89	20,67

Такие изменения стали результатом снижения мощности малоактивных точек доступа. При этом скорость «вниз» тоже увеличилась, но менее существенно, на 20–30 %.

Проведем исследование реализованной сети до и после использования разработанной системы управления мощностью (рисунки 10 и 11). Для мониторинга сети используется программа Acrylic Wi-Fi Home [17]. Как видно из графиков, до оптимизации ЭМО точки, работающие на канале 1, обеспечивают уровень сигнала –20, –41 и –46 дБм. При этом, как можно видеть из таблицы 3, скорости передачи в этой сети в среднем 11 Мбит/с «вниз» и 9 Мбит/с «вверх». После оптимизации мощности второй и третьей точек уменьшились до –63 и –49 дБм, соответственно. Однако измерения скорости передачи данных с такой сети показывают, что в среднем 17 Мбит/с «вниз» и 20 Мбит/с «вверх».

Легко видеть, что до активации алгоритма оптимизации ЭМО между полезным сигналом AP_1 и мешающими сигналами AP_2 и AP_3 разница составляет 20 дБм, в то время как при включенных алгоритмах машинного обучения мощность снизилась до 12,5 % для малоактивных точек доступа, тем самым разница между полезным сигналом и мешающими сигналами составила 35 дБм.

Отметим, что для AP_1 RSSI остался –20 дБм, что говорит о сохранении необходимого уровня мощности для точки доступа, выступающей в качестве исследуемой.

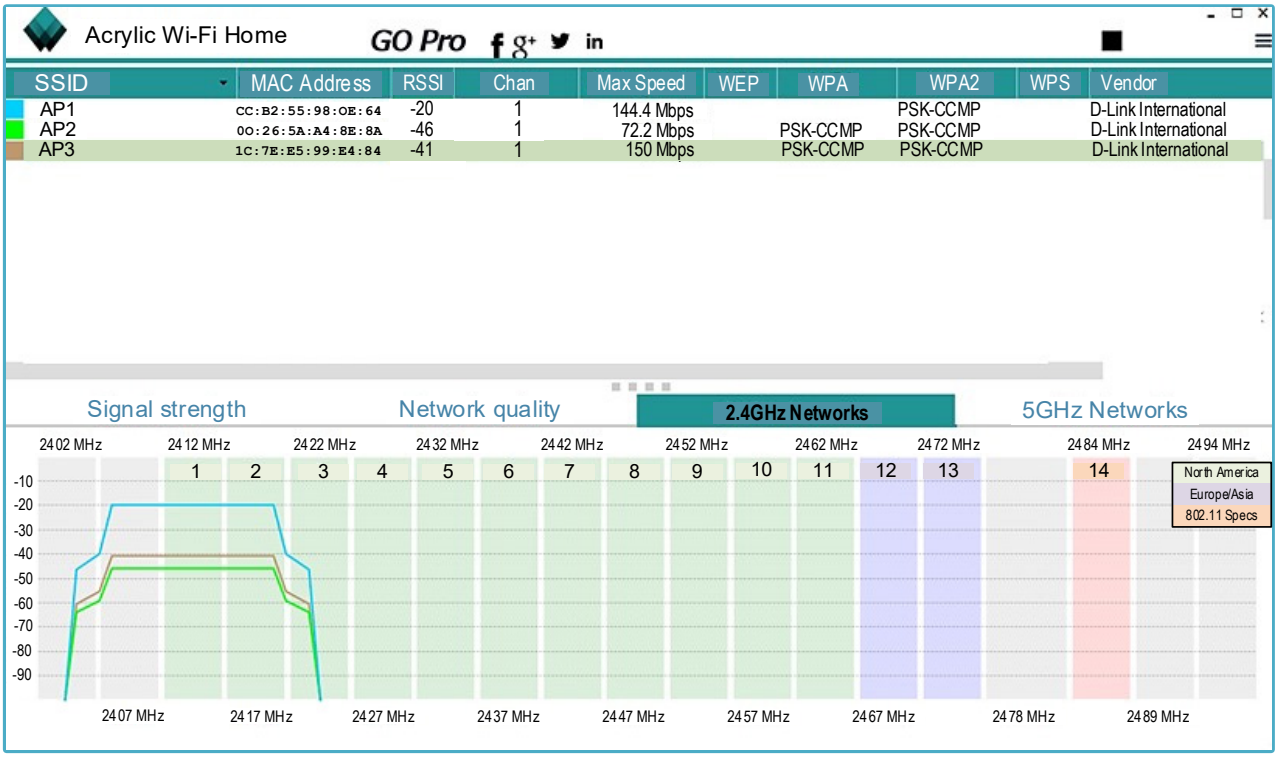


Рис. 10. Результат мониторинга сети до оптимизации ЭМО

Fig. 10. The Result of Network Monitoring before Optimizing the Electromagnetic Environment

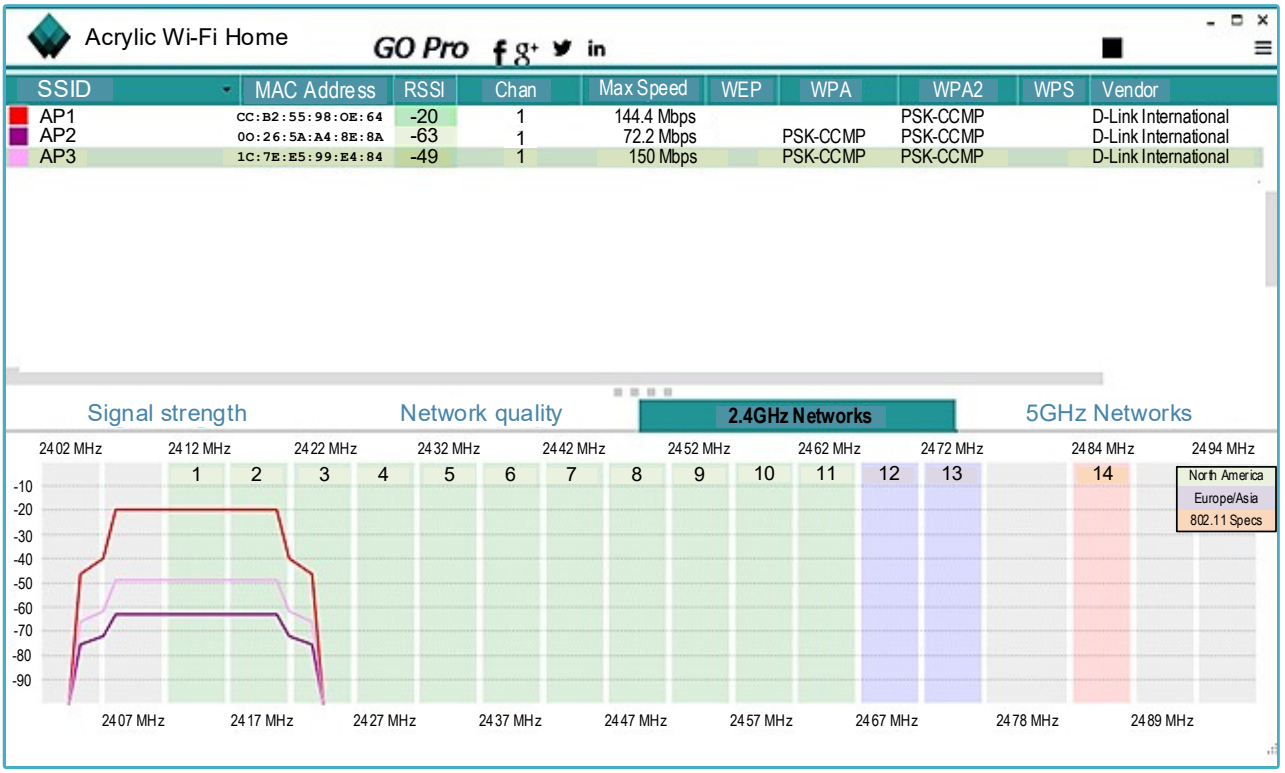


Рис. 11. Результат мониторинга сети после включения алгоритма оптимизации ЭМО

Fig. 11. The Result of Network Monitoring after Optimizing the Electromagnetic Environment

Выводы

В статье показано, что изменение сценариев представления услуг и архитектуры сетей нелицензированного радичастотного диапазона, таких как Wi-Fi, приводит к серьезным изменениям в электромагнитной обстановке. Электромагнитное загрязнение приводит к уменьшению предоставляемых такими сетями скоростей передачи данных.

Таким образом, разработан алгоритм функционирования системы управления мощностью точек доступа в сети высокой плотности, развернут программно-аппаратный комплекс управления модельной сетью и показано, что использование такой системы позволяет улучшить пропускную способность сегмента Wi-Fi до 47 % в заданных модельных условиях.

В дальнейшем необходимо решить вопросы масштабирования системы, оценить скорость обучения нейросети на начальном этапе в зависимости от размеров сети, оценить зависимость эффективности использования ресурса беспроводного сегмента от количества точек доступа и абонентских устройств.

Список используемых источников

1. Ле Ч.Д., Симонина О.А. Анализ проблем обеспечения QoS в высокоплотной Wi-Fi сети // 71-я Всероссийская научно-техническая конференция, посвященная дню радио (СПбНТОРЭС, Санкт-Петербург, Россия, 20–28 апреля 2016). СПб: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В.И. Ульянова (Ленина), 2016. С. 203–204.
2. Артюшенко В.М., Корчагин В.А. Моделирование вероятности появления внутриканальных и интермодуляционных помех при высокой плотности размещения беспроводных устройств с малым радиусом действия // Приволжский научный вестник. 2014. № 4(32). С. 33–41.
3. Шорин О.А., Бокк Г.О. Особенности планирования сети McWILL с учетом электромагнитной совместимости с сетями LTE в смежных диапазонах частот // Электросвязь. 2017. № 2. С. 46–51.
4. Свистунов А. С. Оценка уровня электромагнитного фона, создаваемого базовыми станциями и абонентскими устройствами сотовых радиосетей в местах с высокой плотностью населения // Доклады Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. 2018. № 6(116). С. 26–31.
5. Бабков В.Ю. Сотовые системы мобильной радиосвязи. СПб: БХВ-Петербург, 2013. 432 с.
6. Рекомендация МСЭ-R P.1238-10 (08/2019). Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования для планирования систем радиосвязи внутри помещений и локальных зоновых радиосетей в диапазоне частот 300 МГц–450 ГГц.
7. Варгаузин В., Цикин И. Методы повышения энергетической и спектральной эффективности цифровой радиосвязи. СПб.: БХВ-Петербург, 2013. 352 с.
8. ERC Recommendation 70-03. Relating to the use of Short Range Devices (SRD). 2019.
9. Bakshi K., Hill C. Cloud Network and I/O Virtualization // Encyclopedia Cloud Computing. Chichester: John & Sons, 2016. PP. 102–114.
10. Ле Ч.Д., Симонина О.А. Организация приоритетного доступа в сетях IoT с высокой плотностью устройств и чувствительными к задержкам сервисами // Электросвязь. 2016. № 9. С. 63–67.
11. Liu Y., Ghazal A., Wang C.-X., Ge X., Yang Y., Zhang Y. Channel Measurements and Models for High-Speed Train Wireless Communication Systems in Tunnel Scenarios: A Survey // Science China Information Sciences. 2017. Vol. 60. Iss. 10. P. 101301. DOI:10.1007/s11432-016-9014-3
12. Казьмин О.Ю., Симонина О.А. Методика обеспечения электромагнитной совместимости в сетях высокой плотности // 75-я Всероссийская научно-техническая конференция, посвященная дню радио (СПбНТОРЭС, Санкт-Петербург, Россия, 20–24 апреля 2020). СПб: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В.И. Ульянова (Ленина), 2020. С. 220–222.
13. Рутковский Л. Методы и технологии искусственного интеллекта. Горячая линия – Телеком, 2010. 520 с.
14. Беляев Р.Ю. Оптимизация электромагнитной обстановки в электроэнергетических системах на основе нечеткой логики: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. Красноярск: Сибирский федеральный университет, 2009.
15. Harris C.J., Moore C.G., Brown M. Intelligent Control: Aspects of Fuzzy Logic and Neural Nets. World Scientific Press, 1993.
16. The Collaboration Platform for API Development. Postman. URL: https://www.postman.com (дата обращения 20.07.2021)
17. Анализ и обследование участка WiFi с помощью Acrylic Wi-Fi URL: https://www.acrylicwifi.com/ru (дата обращения 20.07.2021)

* * *

Solving the Problem of Optimizing the Electromagnetic Environment in Radio Access Networks Using Neural Networks

O. Kazmin[1], **O. Simonina**[1]

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

Article info
DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-25-37
Received 5th August 2021
Accepted 24th September 2021

For citation: Kazmin O., Simonina O. Solving the Problem of Optimizing the Electromagnetic Environment in Radio Access Networks Using Neural Networ. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(3):25–37. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-25-37

Abstract: *The article proposes an algorithm for controlling the electromagnetic environment in a Wi-Fi WLAN using fuzzy logic methods. A power management system for access points has been developed, deployed using the Wi-Fi segment based on existing equipment. The use of an electromagnetic compatibility control system in high-density Wi-Fi networks can significantly improve the bandwidth of the wireless segment.*

Keywords: *Wi-Fi, electromagnetic compatibility, neural networks*

References

1. Le D.T., Simonina O.A. Analysis of QoS Problems in a High-Density Wi-Fi Network. *Proceedings of the 71st All-Russian Scientific and Technical Conference dedicated to Radio Day, SPbNTORES, 20–28 April 2016, St. Petersburg, Russia*. St. Petersburg: Saint-Petersburg Electrotechnical University Publ.; 2016. p.203–204. (in Russ.)
2. Artyushenko V.M., Korchagin V.A. Modelling of Probability of Emergence Intra Channel and Intermodulation Hindrances at the High Density of Placement of Wireless Devices with a Small Radius of Action. *Privolzhsky Scientific Journal*. 2014;4(32):33–41 (in Russ.)
3. Shorin O.A., Bokk G.O. Specificity of McWILL Network Planning in Consideration Electromagnetic Compatibility with LTE Networks in Adjacent Frequency Bands. *Electrosvyaz*. 2017;2:46–51. (in Russ.)
4. Svistunov A.S. Estimation of Electromagnetic Background Level Created by Base and Mobile Stations of Cellular Radionetworks in Urban Area with High Density of Population. *Doklady BGUIR.* 2018;6(116):26–31. (in Russ.)
5. Babkov V.Yu. *Cellular Mobile Radio Systems*. St. Petersburg: BKHV-Peterburg Publ.; 2013. 432 p. (in Russ.)
6. Rec. P.1238-10 (08/2019). *Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 450 GHz.*
7. Vargauzin V., Tsikin I. *Methods of Increasing the Energy and Spectral Efficiency of Digital Radio Communication*. St. Petersburg: BKHV-Peterburg Publ.; 2013. 352 p. (in Russ.)
8. ERC Recommendation 70-03. *Relating to the use of Short Range Devices (SRD)*. 2019.
9. Bakshi K., Hill C. Cloud Network and I/O Virtualization. *Encyclopedia Cloud Computing*. Chichester: John & Sons; 2016. p.102–114.
10. Le D.T., Simonina O.A. The Organization of Priority Access in the IOT Networks with a High Density of Devices and Delaysensitive Services. *Electrosvyaz*. 2016(9):63–67. (in Russ.)
11. Liu Y., Ghazal A., Wang C.-X., Ge X., Yang Y., Zhang Y. Channel Measurements and Models for High-Speed Train Wireless Communication Systems in Tunnel Scenarios: A Survey. *Science China Information Sciences*. 2017;60(10):101301. DOI:10.1007/s11432-016-9014-3
12. Kazmin O.U., Simonina O.A. Method for Ensuring Electromagnetic Compatibility in High Density Networks. *Proceedings of the 75th All-Russian Scientific and Technical Conference dedicated to Radio Day, SPbNTORES, 20–24 April 2020, St. Petersburg, Russia*. St. Petersburg: Saint-Petersburg Electrotechnical University Publ.; 2020. p.220–222. (in Russ.)
13. Rutkovsky L. *Methods and Technologies of Artificial Intelligence*. Goriachaia liniia – Telekom Publ.;2010. 520 p. (in Russ.)
14. Belyaev R.Yu. *Optimization of the Electromagnetic Environment in Power Systems Based on Fuzzy Logic.* PhD Thesis. Krasnoyarsk: Siberian Federal University Publ.; 2009. (in Russ.)
15. Harris C.J., Moore C.G., Brown M. Intelligent Control: Aspects of Fuzzy Logic and Neural Nets. World Scientific Press; 1993.
16. *Postman*. The Collaboration Platform for API Development. URL https://www.postman.com [Accessed 20th July 2021]
17. Analysis and studies of WiFi coverage with Acrylic Wi-Fi. URL: https://www.acrylicwifi.com/ru [Accessed 20th July 2021]

Сведения об авторах:

КАЗЬМИН Олег Юрьевич — ассистент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Kazmin.qip.18@gmail.com

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

УДК 621.396 DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-38-46

Управление орбитальным канальным ресурсом на основе немарковских приоритетных систем массового обслуживания. Часть 1. Модель оперативного распределения

А.А. Ковальский[1*], **Г.А. Митряев**[1], **А.В. Питрин**[1]

[1]Военно-космическая академия имени. А.Ф. Можайского,
Санкт-Петербург, 197198, Российская Федерация
*Адрес для переписки: sake636@mail.ru

Информация о статье
Поступила в редакцию 19.07.2021
Принята к публикации 09.08.2021

Ссылка для цитирования: Ковальский А.А., Митряев Г.А., Питрин А.В. Управление орбитальным канальным ресурсом на основе немарковских приоритетных систем массового обслуживания. Часть 1. Модель оперативного распределения // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 3. С. 38–46. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-38-46

Аннотация: *В работе проведен системный анализ процесса целевого функционирования спутниковой командно-ретрансляционной системы (СКРС) в условиях сложной радиоэлектронной обстановки. Проведенный анализ перспектив развития подсистемы ретрансляции СКРС орбитальной группировки космических аппаратов дистанционного зондирования Земли, позволил сделать вывод об особенностях этапа координационного планирования средств подсистемы ретрансляции, заключающихся в распределении орбитального канального ресурса СКРС на основе немарковских приоритетных систем обслуживания. Получена модель оперативного распределения орбитального канального ресурса подсистемы ретрансляции на основе приоритетных систем обслуживания, в которой, в отличие от известных моделей, время пребывания заявки в системе ограничено, сняты ограничения на вид распределения времени обслуживания заявок, а также получено выражение для вычисления начальных моментов распределения времени ожидания сообщений различных приоритетов. Использование модели позволяет оценить вероятность несвоевременной доставки информационных данных, а также обеспечить требуемые показатели качества обслуживания приоритетных потоков и за счет этого обеспечить требуемую связность и устойчивость СКРС в целом.*

Ключевые слова: *спутниковая командно-ретрансляционная система, оперативное распределение, орбитальный канальный ресурс, приоритетное обслуживание.*

ВВЕДЕНИЕ

В современных условиях существенно возрастает значение космических технологий в социальной, экономической и, особенно, военно-политической сферах жизни общества. Решение задач информационного обеспечения государственных структур из космоса осуществляется с использованием орбитальной группировки (ОГ) космических аппаратов (КА) различного целевого назначения, в том числе и КА дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ). Перспективная спутниковая командно-ретрансляционная система (СКРС), прототипом которой является многофункциональная космическая система ретрансляции «Луч», призвана решить задачу обеспечения профильных ведомств Российской Федерации информационными данными (ИД) в заданные сроки с требуемым качеством. Подсистема ретрансляции является составной частью СКРС, непосредственно реализующей функцию передачи высокоскоростных потоков ИД между абонентами системы. В состав подсистемы ретрансляции СКРС будут входить спутники-ретрансляторы (СР), находящиеся на геостационарной орбите, КА ДЗЗ, самолеты и беспилотные летательные аппараты, а также пункты приема информации (ППИ) различного типа [1].

Ключевым показателем качества функционирования подсистемы ретрансляции СКРС является показатель устойчивости. Устойчивость СКРС – это интегральный показатель, определяющий способность системы выполнять свои функции при выходе из строя части элементов сети в ре-

зультате воздействия внутренних и внешних дестабилизирующих факторов, в том числе и в сложных условиях радиоэлектронной обстановки (РЭО). В качестве составной части устойчивости подсистемы ретрансляции СКРС принято рассматривать вероятность связности каждого информационного направления связи (ИНС), формируемого для передачи ИД, которая в свою очередь, напрямую зависит от своевременности доставки потоков ИД по каждому из участков каждого пути, входящего в ИНС. В настоящее время требуемая своевременность доставки ИД достигается за счет жесткого директивного планирования орбитального канального ресурса [2]. Под орбитальным канальным ресурсом в работе понимается совокупность спутниковых радиоканалов, организуемых для передачи ИД от источников (КА ДЗЗ) через КА связи и ретрансляции на ППИ, находящиеся на территории РФ, в том числе с использованием межспутниковых радиолиний. Планируемое увеличение численности ОГ КА ДЗЗ, а также невозможность заблаговременно учесть при оперативном планировании орбитального канального ресурса влияние РЭО на объекты СКРС ограничивает возможности используемого подхода к распределению орбитального канального ресурса на основе заблаговременного планирования. Поэтому особую актуальность приобретает разработка методов оперативной диспетчеризации потоков неоднородной информации в условиях ограниченного орбитального канального ресурса и сложной РЭО [3].

Таким образом, существует проблемная ситуация, заключающаяся в необходимости обеспечения требуемого уровня устойчивости подсистемы ретрансляции высокоскоростных потоков ИД от КА ДЗЗ и невозможностью на основе существующего научно-методического аппарата планирования орбитального канального ресурса СКРС обеспечить своевременную передачу запланированного объема ИД в условиях сложной РЭО [4].

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Проведенное моделирование функционирования СКРС в сложных условиях РЭО позволило выявить особую значимость в обеспечении требуемого уровня устойчивости подсистемы ретрансляции, а также процедуры доступа к орбитальному канальному ресурсу нескольких абонентов, находящихся в зоне радиовидимости луча гибридно-зеркальной антенны (ГЗА), с учетом требований по своевременности связи [5–8].

Существенный вклад в обеспечение устойчивости подсистемы ретрансляции СКРС вносится за счет обеспечения своевременности доставки пакетов ИД в направлении КА ДЗЗ–КА СР–ППИ. При этом обоснована необходимость разработки дисциплины приоритетной диспетчеризации потоков ИД, учитывающей жесткие требования по своевременности передачи всех видов информации с заданным качеством в установленные сроки [9].

Показателем качества выбран показатель устойчивости подсистемы ретрансляции СКРС. В соответствии с ГОСТ Р 53111 – 2008 «Устойчивость функционирования сети связи общего пользования. Требования и методы проверки» под показателем устойчивости СКРС понимается значение вероятности $P_{\text{у}}$ своевременной доставки пакета по всем ИНС, организуемых подсистемой ретрансляции:

$$P_{\text{у}} = \left(1 - \prod_{j=1}^{J}\left(1 - P_{\text{у}_j}\right)\right) = \left(1 - \prod_{j=1}^{J}\left(1 - K_{\Gamma_j} P_{\text{св}_j}\right)\right), \quad (1)$$

где $P_{\text{у}_j} = K_{\Gamma_j} P_{\text{св}_j}$ – устойчивость -го ИНС; $j = \overline{1,J}$;

$P_{\text{св}_j} = 1 - (1 - P_{QoS_j})(1 - P_{\text{стр}_j})$ – вероятность связности j-го ИНС, определяемая как вероятность того, что на заданном ИНС существует хотя бы один путь, по которому возможна передача требуемого объема информации с требуемым качеством обслуживания (QoS) $Q^{\text{треб}}$;

K_{Γ_j} – коэффициент готовности j-го ИНС, требуемое значение которого определяется руководящими документами ($K_{\Gamma} = 0{,}995$);

$P_{\text{у}}^{\text{треб}} \geq 0{,}9$ – требуемый уровень устойчивости СКРС;

$P_{QoS_j} = \left(1 - \prod_{d=1}^{D_j}\left(1 - \prod_{z_{jd}=1}^{Z_{jd}} P_{z_{jd}}^{QoS}\right)\right)$ – вероятность качественной связности j-го ИНС, определяемую качеством обслуживания трафика; $d_j = \overline{1, D_j}$ – номер пути в j-м ИНС;

$z_{jd} = \overline{1, Z_{jd}}$ – номер элемента в d_j-м пути j-го ИНС; $P_{z_{jd}}^{QoS} = P_{z_{jd}}^{\text{своевр}}$ – вероятность своевременной доставки пакета ИД через z_{jd}-й элемент d_j-го пути j-го ИНС;

$P_{\text{стр}_j}$ – вероятность структурной связности j-го ИНС;

$P_{z_{jd}}^{\text{раб. эл.}}$ – вероятность работоспособного состояния z_{jd}-го элемента d-го пути j-го ИНС: $P_{z_{jd}}^{\text{отк}}$ – вероятность отказа z_{jd}-го элемента d-го пути j-го ИНС в сложных условиях РЭО:

$$P_{\text{стр}_j} = \left(1 - \prod_{d=1}^{D_j}\left(1 - \prod_{z_{jd}=1}^{Z_{jd}} P_{z_{jd}}^{\text{раб. эл.}}\right)\right);$$

$$P_{z_{jd}}^{\text{раб. эл.}} = \left(1 - P_{z_{jd}}^{\text{отк}}\right).$$

Особенностью реализации протоколов подсистемы ретрансляции СКРС для каналов спутниковой связи может быть наличие режима АСМ (*аббр. от англ.* Adaptive Coding and Modulation) для адап-

тивного выбора вида сигнала и скорости кодирования в зависимости от отношения сигнал/шум+помеха (ОСШП) на входе приемника. Показателем ОСШП является отношение энергии на сигнальный символ к спектральной плотности аддитивного белого гауссовского шума, значение которого соответствует суммарному уровню воздействия естественных, так и аддитивных преднамеренных помех на канал связи. В качестве исходной РЭО принят показатель ОСШП 16,2 дБ, что соответствует наиболее благоприятным условиям. При ухудшении РЭО показатель ОСШП постепенно снижается до –2,35 дБ, что соответствует наиболее неблагоприятным условиям.

Режим АСМ позволяет осуществлять гибкое регулирование параметрами кодирования и модуляции передатчика в зависимости от значения ОСШП на входе приемника при заданном уровне достоверности приема. При этом параметры кодирования и модуляции могут изменяться от кадра к кадру. Для достижения высокой спектральной эффективности в протоколе подсистемы ретрансляции СКРС предлагается использовать различные скорости кодирования FEC (*аббр. от англ.* Forward Error Correction) при различных видах модуляции: QPSK, 8-PSK, 16-APSK и 32-APSK. Для защиты от ошибок приема сигналов возможно использовать перемежение данных и наложение двухуровневого кода для прямой коррекции ошибок FEC. В протоколе подсистемы ретрансляции СКРС в качестве внутреннего кода предлагается использовать код LDPC, в качестве внешнего – код БЧХ (код Боуза – Чоудхури – Хоквенгема).

Таким образом, благодаря возможности адаптивного выбора вида модуляции и скоростей кодирования каналы могут работать в широком диапазоне значений ОСШП с показателем спектральной эффективности, близким к теоретически достижимому [10–12]. Так, канал связи подсистемы ретрансляции СКРС может работать при ОСШП от 2,4 до 16 дБ, при этом для этого канала доступны показатели эффективности спектра от 0,5 до 4,5 (бит/с)/Гц. Зависимость пропускной способности, выраженной количеством организуемых основных цифровых каналов (ОЦК), от адаптивного выбора вида модуляции и скорости кодирования для подсистемы ретрансляции СКРС приведены на рисунке 1.

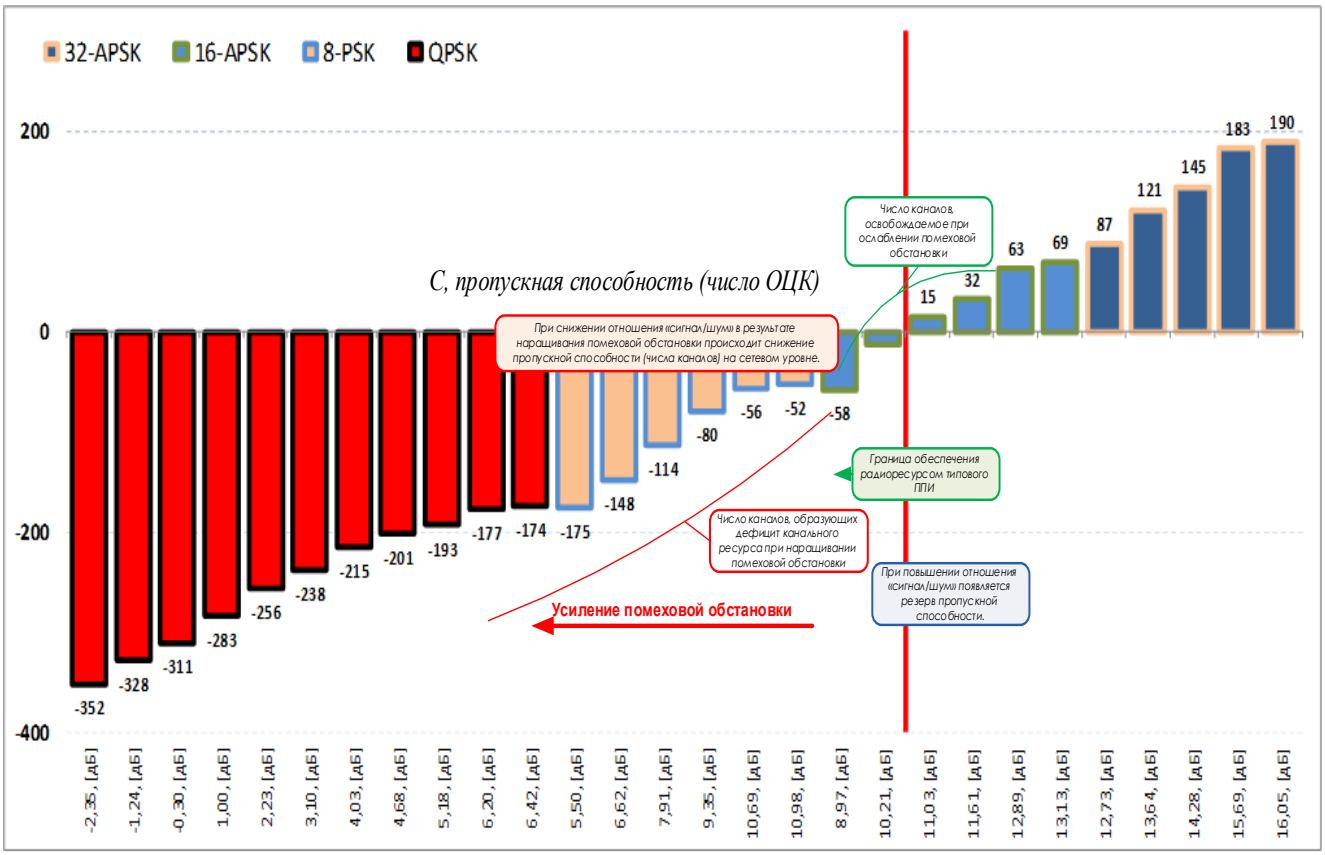


Рис. 1. Зависимость пропускной способности СКРС от отношения мощности сигнала к шуму (условий РЭО)

Fig. 1. Dependence of Throughput of SKRS on the Signal Power Relation to Noise (REO Conditions)

Распределение орбитального канального ресурса в настоящее время осуществляется по плану задействования космических и наземных средств, программа которого составляется и утверждается на сутки. Такой вариант распределения орбитального канального ресурса эффективно работает в

условиях небольшого количества функционирующих КА ДЗЗ. Однако перспективы развития ОГ КА ДЗЗ таковы, что уже к 2030 г. планируется возрастание ОГ в 2–3 раза, что существенно увеличит информационную нагрузку на подсистему ретрансляции СКРС.

В целях уменьшения влияния при изменении РЭО на антенну КА СР основной особенностью проектируемой системы должно стать применение многолучевой ГЗА, обеспечивающей пространственную селекцию космических радиолиний за счет оперативного отключения нестабильно работающих радионаправлений (лучей) при обнаружении мешающих радиоизлучений.

Отключение отдельных лучей при жестком планировании фактически приводят к «простою» системы на время перепланирования. Используемый в настоящее время алгоритм распределения ресурса не позволяет оперативно перераспределять потоки ИД.

Поэтому в работе основное внимание концентрируется на обеспечении устойчивости подсистемы ретрансляции СКРС за счет оперативного перераспределения орбитального канального ресурса для передачи потоков специальной информации в заданные сроки с заданным качеством. В этом случае задача обеспечения требуемого уровня устойчивости СКРС в условиях РЭО формализуется следующим образом.

Дано:

$\mathrm{A}_{\text{кар}} = \{a_{\nu}^{\text{кар}}, \nu = \overline{1,N}\}$ – множество КА ретрансляции;

$\mathrm{B}_{\nu} = \{b_{\nu\chi}, \chi = \overline{1,H}\}, \nu = \overline{1,N}$ – множество лучей ГЗА ν-го КА ретрансляции;

$\mathrm{A}_{\text{вр}} = \{a_{\mu}^{\text{вр}}, \mu = \overline{1,M}\}$ – множество КА ДЗЗ;

$\mathrm{C} = \{c_{\lambda}, \lambda = \overline{1,L}\}$ – множество ППИ;

$\mathrm{D} = \{d_{\gamma}, \gamma = \overline{1,G}\}$ – множество центров обработки информации;

$I(t) = \{I_j(t), j = \overline{1,J(t)}\}$ – множество ИНС, формируемых в текущий момент времени t;

$\mathrm{S}(t) = \langle T_{\text{кар}}(t), T_{\text{ппи}}(t), M_{\text{св}}(t), V_{\text{тр}}(t)\rangle$ – кортеж текущего состояния СКРС;

$M_{\text{св}}(t)$ – матрица связности системы СКРС, определяющая топологию;

$T_{\text{кар}}(t) = [t_{\nu\mu\chi}^{\text{кар}}, \nu = \overline{1,3}, \chi = \overline{1,H}, \mu = \overline{1,M}]$ – матрица остаточного времени радиоконтакта КА ДЗЗ и КА ретранслятора, где $t_{\nu\mu\chi}^{\text{кар}}$ – длительность интервала времени до конца зоны радиовидимости μ-го КА ДЗЗ в χ-м луче ν-го КА ретрансляции;

$T_{\text{ппи}}(t) = [t_{\mu\lambda}^{\text{ппи}}, \lambda = \overline{1,L}, \mu = \overline{1,M}]$ – матрица остаточного времени радиоконтакта КА ДЗЗ и ППИ, где $t_{\lambda\chi}^{\text{зс}}$ – длительность интервала времени до конца зоны радиовидимости μ-го КА ДЗЗ в луче λ-го ППИ;

$V_{\text{тр}}(t) = [V_{\mu}(t), \mu = \overline{1,M}]$ – матрица объемов информации, которые необходимо передать μ-му КА ДЗЗ начиная с текущего момента времени t;

$C^{\text{кар}}(t) = [c_{\nu\chi\mu}^{\text{кар}}(t) \in [0, C_{\nu\chi\mu}^{*\text{кар}}],\ \nu = \overline{1,N},\ \chi = \overline{1,H},\ \mu = \overline{1,M}]$ – матрица скорости передачи информации по каналам связи КА ДЗЗ – КА ретрансляции;

$C^{\text{ппи}}(t) = [c_{\mu\lambda}^{\text{ппи}}(t) \in [0, C_{\mu\lambda}^{*\text{ппи}}],\ \mu = \overline{1,M},\ \lambda = \overline{1,L}]$ – матрица скорости передачи информации по каналам связи КА ДЗЗ – ППИ;

$P_{z_{jd}}^{\text{отк}}$ – вероятность отказа z_{jd}-го элемента d-го пути j-го ИНС в сложных условиях РЭО.

Необходимо: определить такой план распределения орбитального канального ресурса:

$$U^*(R,t) = \{U_1^*(R,t) = [u_{\nu\chi\mu}(t) \in \{0,1\},\ \nu = \overline{1,N},\ \chi = \overline{1,H},\ \mu = \overline{1,M}],\ U_2^*(R,t) = [u_{\mu\lambda}(t) \in \{0,1\},\ \mu = \overline{1,M},\ \lambda = \overline{1,L}]\},$$

для которого выполняется условие:

$$P_{\text{у}}(\mathrm{S}(t), U(R,t), P^{\text{отк}}) \geq P_{\text{у}}^{\text{треб}}, \qquad (2)$$

где $P_{\text{у}}(\mathrm{S}(t), P^{\text{отк}})$ – вероятность своевременной доставки ИД по всем ИНС, организуемых СКРС;

$P_{\text{у}_j} = K_{\Gamma_j} P_{\text{св}_j}$ – устойчивость j-го ИНС, $j = \overline{1,J}$;

$P_{\text{св}_j} = 1 - (1 - P_{QoS_j})(1 - P_{\text{стр}_j})$ – вероятность связности j-го ИНС, определяемая как вероятность того, что на заданном ИНС существует хотя бы один путь, по которому возможна передача требуемого объема информации с QoS ($Q^{\text{треб}}$);

K_{Γ_j} – коэффициент готовности j-го ИНС ($K_{\Gamma} = 0{,}995$);

$P_{\text{у}}^{\text{треб}} \geq 0{,}9$ – требуемый уровень устойчивости СКРС;

$P_{QoS_j} = (1 - \prod_{d=1}^{D_j}(1 - \prod_{z_{jd}=1}^{Z_{jd}} P_{z_{jd}}^{QoS}))$ – вероятность качественной связности j-го ИНС, определяемую качеством обслуживания трафика;

$d_j = \overline{1,D_j}$ – номер пути в j-м ИНС;

$z_{jd} = \overline{1,Z_{jd}}$ – номер элемента в d_j-м пути j-го ИНС;

$P_{z_{jd}}^{QoS} = P_{z_{jd}}^{\text{своевр}}$ – вероятность своевременной доставки пакета ИД через z_{jd}-го элемент d_j-м пути j-го ИНС;

$P_{\text{стр}_j} = (1 - \prod_{d=1}^{D_j}(1 - \prod_{z_{jd}=1}^{Z_{jd}} P_{z_{jd}}^{\text{раб. эл.}}))$ – вероятность структурной связности j-го ИНС;

$R(T_{\text{кар}}(t), T_{\text{зс}}(t)) = [r_{\nu\chi\mu\lambda}(t),\ \nu = \overline{1,N},\ \chi = \overline{1,H},\ \mu = \overline{1,M},\ \lambda = \overline{1,L}]$ – матрица динамических приоритетов, определяемая величиной остаточного радиоресурса $T_{\text{кар}}(t)$ или $T_{\text{ппи}}(t)$.

МОДЕЛЬ ОПЕРАТИВНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ОРБИТАЛЬНОГО КАНАЛЬНОГО РЕСУРСА

Под орбитальным канальным ресурсом СКРС в работе понимается совокупность всех спутниковых каналов связи, предназначенных для ретрансляции высокоскоростных потоков ИД от КА ДЗЗ по радионаправлениям КА ДЗЗ–КА СР–ППИ и КА ДЗЗ–ППИ. Канальный ресурс СКРС может быть декомпозирован на две составляющие: канальный ресурс отдельного узла коммутации, под которым понимается совокупное число каналов связи, организуемых узлом сети в интересах всех ИНС, и

структурный (сетевой) ресурс СКРС, под которым понимается совокупность путей (маршрутов) передачи информации в интересах каждого из организуемых ИНС.

Объектом – прототипом модели оперативного распределения орбитального канального ресурса является узел коммутации подсистемы ретрансляции СКРС с возможностью анализа остаточного времени пребывания КА ДЗЗ в зоне радиовидимости луча КА СР (рисунок 2).

Для моделирования узла коммутации можно применить традиционный математический аппарата теории марковских цепей, существенным ограничением которого является наличие допущения, что информационный трафик на входе ретранслятора является стационарным Пуассоновским потоком. Одним из конструктивных направлений моделирования такой подсистемы ретрансляции СКРС, в рамках которого имеется возможность снять данные ограничения и получить аналитическое решение является использование моделей на основе немарковских приоритетных систем массового обслуживания.

На основе предложенной на рисунке 2 модели оперативного распределения орбитального канального ресурса СКРС построена система массового обслуживания (рисунок 3), которая моделирует поступление, классификацию, диспетчеризацию и обслуживание высокоскоростных потоков ИД с различными приоритетами. Приоритетное обслуживание сообщений с учетом остаточного времени радиоконтакта повышает вероятность доставки информации с заданным качеством в установленные сроки.

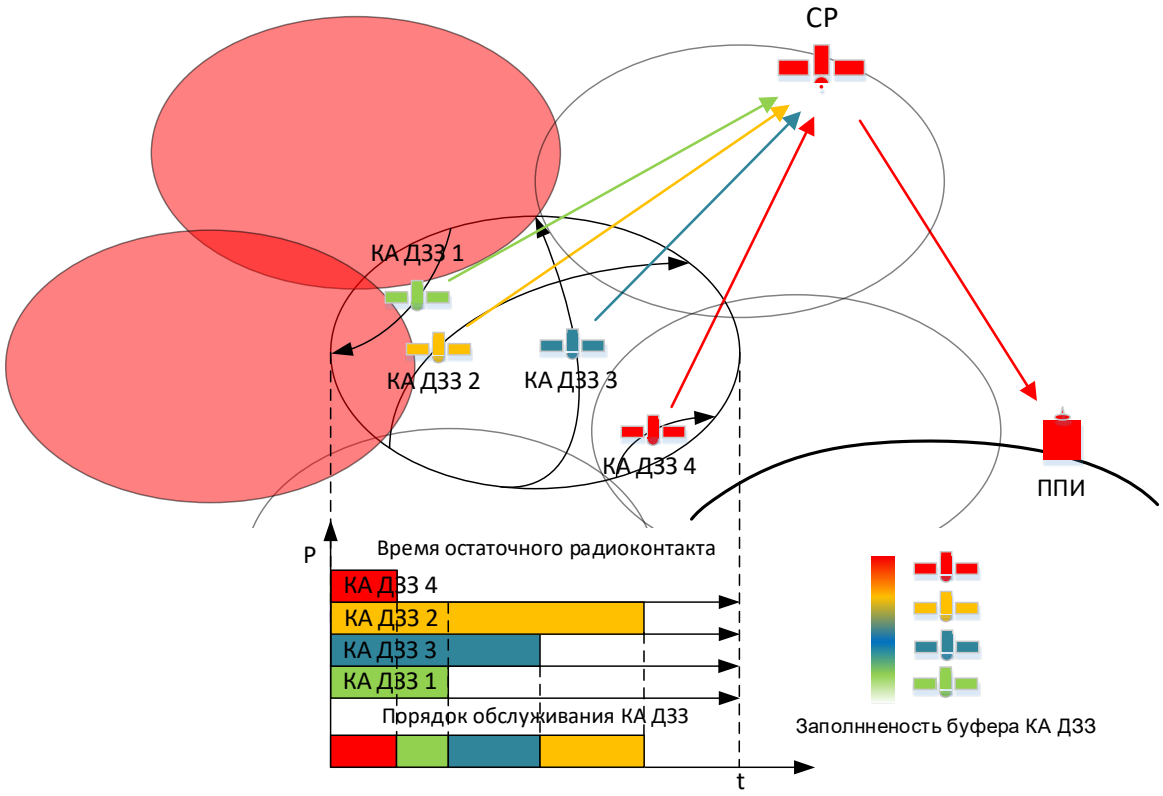


Рис. 2. Модель оперативного распределения орбитального канального ресурса СКРС

Fig. 2. Model of Operational Distribution of the SKRS Orbital Channel Resource

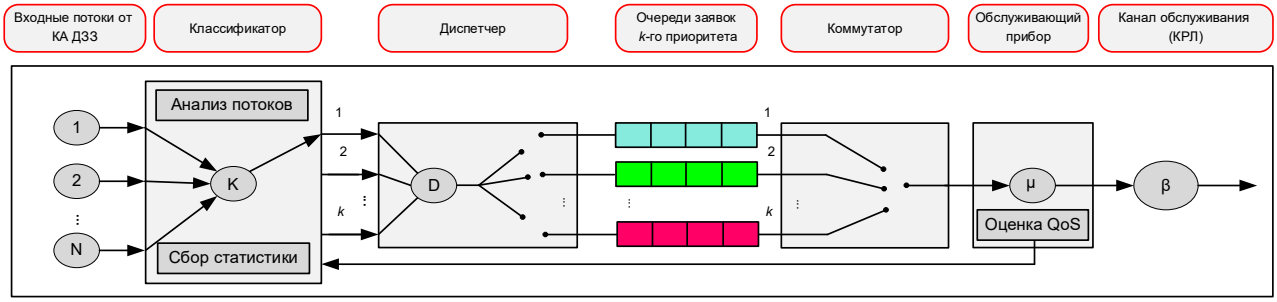


Рис. 3. Модель приоритетного обслуживания высокоскоростных потоков ИД

Fig. 3. Model of Priority Service of High-Speed Flows of ID

В данной модели, в отличие от известных, учитывается ограниченное время нахождения абонентов в зоне радиовидимости спутника-ретранслятора вследствие высокой скорости движения КА ДЗЗ. Ключевым вопросом использования разработанной модели является получение оценок квантилий распределения времени ожидания заявок различного приоритета. Для получения этих характеристик в явном виде используется метод аппроксимации искомых плотностей распределений $f(t)$ по начальным моментам $\overline{f^i}$. Наиболее удобной представляется аппроксимация на основе многочленов Лагерра, ортогональных с весом e^{-x} на вещественной полуоси $[0,\infty)$.

Выбирая весовую функцию вида $e^{-\mu t}$, где μ – некоторый произвольный коэффициент, можно представить плотность $f(t)$ в виде следующего ряда:

$$f(t) = e^{-\mu t}\sum_{n=0}^{\infty} a_n L_n(\mu t), t > 0, \qquad (3)$$

где $\boldsymbol{a_n}$ – коэффициенты разложения вида; $\boldsymbol{L_n(\mu t)}$ – многочлены Лаггера:

$$\boldsymbol{a_n = \mu\sum_{i=0}^{n}\binom{n}{i}\frac{(-\mu)^i}{i!}\overline{\omega_k^i};\ L_n(\mu t) = \sum_{i=0}^{n}\binom{n}{i}\frac{(-\mu t)^i}{i!}}.$$

Ограничив число членов ряда (3), после несложных преобразований аппроксимируемую плотность можно представить в виде взвешенной суммы распределений Эрланга:

$$\boldsymbol{f(t) \approx \sum_{n=0}^{N} g_n \frac{\mu(\mu t)^n}{n!}\, e^{-\mu t}},$$

где $\boldsymbol{g_n = \frac{(-1)^{\mathrm{T}}}{\mu}\sum_{n=0}^{N}\binom{i}{n}a_i}$.

Начальные моменты распределений времени ожидания заявок k-го приоритета ($\boldsymbol{k = \overline{1,r}}$), далее называемых k-заявками, могут быть найдены путем разложения правой и левой частей известных выражений для преобразований Лапласа – Стилтьеса соответствующих распределений в степенные ряды вида:

$$\boldsymbol{\omega_k(S) = \int_0^{\infty} e^{-st} dW_k(t) = \int_0^{\infty}\sum_{n=0}^{\infty}\frac{(-st)^n}{n!}dW_k(t) = \sum_{n=0}^{\infty}\frac{(-s)^n}{n!}\bar{\omega}_k^n},$$

где $\boldsymbol{\bar{\omega}_k^n}$ – n-й начальный момент распределения $\boldsymbol{W_k(t)}$, заданного своим преобразованием Лапласа – Стилтьеса $\boldsymbol{\omega_k(s)}$.

После алгебраических преобразований, приравняв члены с одинаковыми степенями s, можно получить общее рекуррентное выражение для некоторого n-го начального момента.

Для систем обслуживания с относительным приоритетом – это выражение имеет вид (4), где $\boldsymbol{\alpha_k}$ – интенсивность потока заявок k-го приоритета (k-заявок); $\boldsymbol{p_0}$ – вероятность того, что обслуживающий прибор окажется свободным для k-заявки в момент ее поступления; $\boldsymbol{\bar{\pi}_{ki}^n}$ – моменты распределения периода занятости системы заявками приоритета k и старше при условии, что этот период начался с обслуживания i-заявки; $\boldsymbol{\bar{h}_k^j}$ – моменты распределения интервала времени, начинающегося с момента поступления на обслуживание k-заявки и заканчивающегося моментом освобождения системы от этой заявки и всех заявок старшего приоритета.

Для учета различий во времени допустимой задержки будем различать во входном потоке два класса сообщений: «срочные» – т. е., у которых резерв времени меньше некоторой величины $\boldsymbol{\tau_д}$, и «несрочные» – остальные. Всем «срочным» сообщениям предоставляется относительный приоритет в обслуживании. Таким образом, исходная модель трансформируется в систему массового обслуживания с относительным приоритетом и двумя входными потоками: высшего приоритета с интенсивностью $\boldsymbol{\lambda D_{\hat{z}}(\tau)}$ и низшего приоритета с интенсивностью $\boldsymbol{\lambda[1 - D_{\hat{z}}(\tau)]}$.

Качество обслуживания в исходной модели оценивается величиной вероятности несвоевременной передачи сообщений:

$$\boldsymbol{\overline{P}_з = \int_0^{\tau_д}[1 - W(t)]\, dD_z(t)}.$$

Для приоритетной модели вероятность несвоевременной передачи оценивается соотношением:

$$\boldsymbol{\overline{P_з^*} = \sum_{k=1}^{2} D_z(\tau_{п_i})\int_{\tau_{п_{k-1}}}^{\tau_{п_k}}\left(1 - W_k(t)\right) dD_z(t)}.$$

Таким образом расчет вероятности несвоевременной передачи сообщений при управлении ОКР позволяет обоснованно назначать приоритеты в обслуживании в зависимости от статистических характеристик входных потоков, требуемого качества обслуживания трафика и выделенного ОКР.

$$\boldsymbol{\bar{\omega}_k^n = (1 - \alpha_k\bar{h}_k)^{-1}\times\left[\frac{p_0\sum_{i=1}^{k-1}\alpha_i\bar{\pi}_{k-1i}^{n+1}}{n+1} + \frac{\sum_{i=k+1}^{r}\alpha_i\bar{\pi}_{k-1i}^{n+1}}{n+1} + \sum_{j=1}^{n}\binom{n}{j}\frac{\bar{h}_k^{j+1}}{j+1}\bar{\omega}_k^{n-j}\right]}. \qquad (4)$$

ИССЛЕДОВАНИЕ РАЗРАБОТАННОЙ МОДЕЛИ

В качестве исходные данных для проведения моделирования использовались характеристики информационных потоков передаваемых с КА ДЗЗ (оптоэлектронные и радиолокационные снимки местности, а также телеметрическая и командно-программная информация) для ретрансляции через СКРС в ППИ. Так, время допустимой задержки $T_д$ = 400 мс для спутникового канала связи составляет, а пропускная способность C_K = 5 Мбит/с.

На рисунках 4 и 5 представлены графики, отражающие результаты оценивания эффективности применения разработанной модели приоритетного обслуживания высокоскоростных потоков ИД.

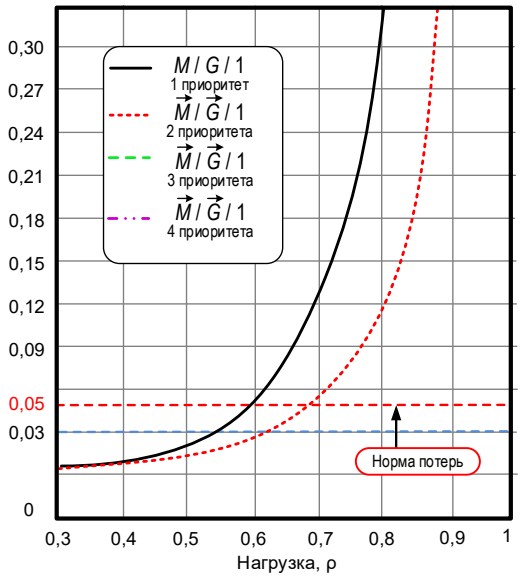


Рис. 4. Распределение вероятности превышения допустимой задержки $P_{пр\,(td)}$ от заданной нагрузки

Fig. 4. Distribution of Probability of Exceeding of an Admissible Delay $P_{пр\,(td)}$ from the Set Loading

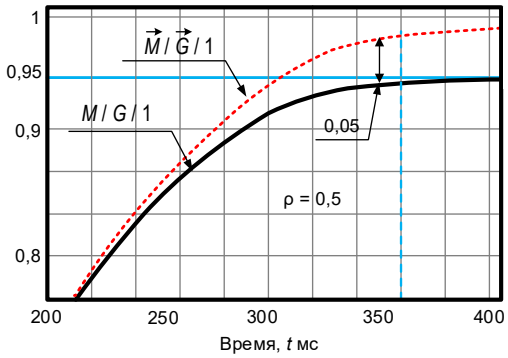


Рис. 5. Распределение вероятности доставки сообщений за заданное время $P_д$

Fig. 5. Distribution of Probability of Delivery of Messages for Preset Time $P_д$

На указанных графиках приведено сравнение известной бесприоритетной модели обслуживания с приоритетной моделью, использующей аппроксимацию распределений по четырем начальным моментам. На графиках видно, что наибольший выигрыш получается при разбиении потока на два класса: «срочных» и «несрочных» заявок. Более детальное разграничение по времени остаточного радиоконтакта, а также увеличение количества назначения приоритетов в обслуживании информационных потоков заметного выигрыша не дает.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что использование технологии управления ОКР в сочетании с механизмом динамического назначения приоритетов в обслуживании информационных потоков, при организации каналов связи КА ДЗЗ-СКРС, позволяют заметно увеличить вероятность доставки сообщений за заданное время $P_д$. в условиях сложной РЭО.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенного моделирования получены следующие основные результаты.

1) Проведен системный анализ процесса целевого функционирования СКРС в условиях сложной радиоэлектронной обстановки.

2) На основе анализа перспектив развития подсистемы ретрансляции СКРС ОГ КА ДЗЗ, сделан вывод об особенностях этапа координационного планирования средств подсистемы ретрансляции, заключающихся в распределении орбитального канального ресурса СКРС на основе немарковских приоритетных систем обслуживания.

3) Получена модель оперативного распределения орбитального канального ресурса подсистемы ретрансляции СКРС на основе приоритетных систем обслуживания, в которой, в отличие от известных моделей, время пребывания заявки в системе ограничено, сняты ограничения на вид распределения времени обслуживания заявок, а также получено выражение для вычисления начальных моментов распределения времени ожидания сообщений различных приоритетов. Использование модели позволяет оценить вероятность несвоевременной доставки ИД.

4) Проведен анализ влияния показателей качества обслуживания потоков ИД. Показано, что разработанная модель оперативного распределения орбитального канального ресурса СКРС на основе приоритетных систем обслуживания позволяет обеспечить требования, предъявляемые к качеству обслуживания потоков ИД.

Использование разработанной модели оперативного распределения орбитального канального ресурса позволяет обеспечить требуемые показатели качества обслуживания приоритетных потоков и за счет этого обеспечить требуемую связность системы и, соответственно, устойчивость СКРС в целом.

Дальнейшие исследования в данной предметной области направлены на разработку методики диспетчеризации орбитального канального ресурса СКРС при передаче высокоскоростных информационных потоков в условиях сложной РЭО.

Список используемых источников

1. Камнев В.Е., Черкасов В.В., Чечин Г.В. Спутниковые сети связи: учеб. пособие. М.: «Альпина Паблишер», 2004. 536 с.
2. Жуков С.Е, Ковальский А.А., Митряев Г.А., Квасов М.Н. Оперативное распределение радиоресурса системы спутниковой связи в целях обеспечения управления космическими аппаратами // Труды Научно-исследовательского института радио. 2017. № 2. С. 29–36.
3. Ковальский А.А., Зиннуров С.Х., Митряев Г.А. Решение задачи оптимального планирования радиоресурса спутниковой системы связи для сеансов управления орбитальной группировкой космических аппаратов // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 1. С. 67–74. DOI:10.31854/1813-324x-2018-1-67-74
4. Новиков Е.А., Ковальский А.А., Митряев Г.А. Алгоритм и методика оперативного планирования и распределения радиоресурса системы спутниковой связи для организации устойчивого управления орбитальной группировкой космических аппаратов // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. 2019. № 3(666). С. 68–76.
5. Михайлов Р.Л., Макаренко С.И. Оценка устойчивости сети связи в условиях воздействия на неё дестабилизирующих факторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. № 4. 2013. С. 69–79.
6. Владимиров В.И. Информационные основы радиоподавления линий радиосвязи в динамике информационного конфликта. Воронеж: ВАИУ, 2003. 139 с.
7. Макаренко С.И. Оценка качества обслуживания пакетной радиосети в нестационарном режиме в условиях воздействия внешних дестабилизирующих факторов // Журнал радиоэлектроники. 2012. № 6. С. 2.
8. Макаренко С.И., Михайлов Р.Л., Новиков Е.А. Исследование канальных и сетевых параметров канала связи в условиях динамически изменяющейся сигнально-помеховой обстановки // Журнал радиоэлектроники. 2014. № 10. С. 2.
9. Макаренко С.И. Исследование влияния преднамеренных помех на возможности по ретрансляции сообщения и показатели качества обслуживания канального уровня модели OSI для системы связи со случайным множественным доступом абонентов // Информационные технологии моделирования и управления. 2010. № 6(65). С. 807–815.
10. Косяков Е.Н., Митряев Г.А. Метод приоритетной диспетчеризации орбитального канального ресурса на основе немарковских приоритетных систем обслуживания // Известия института инженерной физики. 2018. № 4. С. 43–49.
11. Красносельский И.Н., Канев С.А. Исследование помехоустойчивости системы DVB–T на модели канала с многолучевым распространением // Электросвязь. №7. 2010. С. 28–30.
12. Худяков Г.И. Пропускная способность цифровых каналов электросвязи с квадратурной амплитудной модуляцией // Электросвязь. № 6. 2010. С. 38–40.

* * *

The Orbital Channel Resource Control on Non-Markov Priority Systems of Mass Service Basis. Part 1. Operational Distribution Model

A. Kovalsky[1], **G. Mitryaev**[1], **A. Pitrin**[1]

[1]Military space academy of A.F. Mozhaysky,
St. Petersburg, 197198, Russian Federation

Article info
DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-38-46
Received 19th June 2021
Accepted 9th August 2021

For citation: Kovalsky A., Mitryaev G., Pitrin A. The Orbital Channel Resource Control on Non-Markov Priority Systems of Mass Service Basis. Part 1. Operational Distribution Model. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(3): 38–46. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-38-46

Abstract*: In work systems analysis of process of target functioning of the satellite command relay system (SCRS) in the conditions of a difficult radio-electronic situation is carried out. The carried-out analysis of perspectives of development of a subsystem of relaying of SKRS of orbital grouping of spacecrafts of remote sensing of Earth, allowed to draw a conclusion on features of a stage of coordination planning of the means of a subsystem of relaying consisting in distribution of SKRS the orbital channel resource (OCR) on the basis of the non-Markov priority systems of service. The model of operational distribution of ROC of a subsystem of relaying on the basis of the priority systems of service in which, unlike the known models, time of stay of the request in a system is limited is received, limits for a type of distribution of holding time of requests are lifted and also expression for calculation of the initial moments of*

distribution of waiting time of messages of different priorities is received. Use of model allows to evaluate the probability of untimely delivery of details and also to provide required figures of merit of service of priority flows and at the expense of it to provide the required connectivity and stability of SKRS in general.

Keywords: *satellite command and relay system, operational distribution, orbital channel resource, priority service.*

References

1. Kamnev V.E., Cherkasov V.V., Chechin G.V. *Satellite Communication Networks*. Moscow: Alpina Pablisher Publ.; 2004. 536 p. (in Russ.)

2. Zhukov S., Kovalsky A., Mitryaev G., Kvasov M Operational Distribution of the Radio Resource of Satellite Communication System for the Purpose of Ensuring Management of Spacecrafts. *Trudy Nauchno-issledovatelskogo instituta radio*. 2017;2: 29–36. (in Russ.)

3. Zinnurov S., Kovalsky A., Mitryaev G. Task`s Solution of Satellite Communication System`s Optimal Radio Resource Planning for the Sessions of Space Appliance`s Orbital Group Managing. *Proc. of Telecom. Universities*. 2018;4(1):67–74. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324x-2018-1-67-74

4. Novikov E.A., Kovalsky A.A., Mitryaev G.A. An Algorithm and a Technique of Operational Planning and Distribution of a Radio Resource of the Satellite Communication System for the Organization of Steady Management of Orbital Grouping of Spacecrafts. *Proceedings of the Mozhaisky Military Space Academy*. 2019;3(666):68–76. (in Russ.)

5. Mikhaylov R.L., Makarenko S.I. Estimating Communication Network Stability Under the Conditions of Destabilizing Factors Affecting It. *Radio and telecommunication systems*. 2013:4:69–79. (in Russ.)

6. Vladimirov V.I. *Information Bases of Radio Suppression of Lines of a Radio Communication in Dynamics of Information Conflict*. Voronezh: VAIU; 2003. 139 p. (in Russ.)

7. Makarenko S.I. Assessment of Quality of Service of a Packet Radio Network in the Non-Stationary Mode in the Conditions of Influence of the External Destabilizing Factors. *Journal of Radio Electronics*. 2012;6:2. (in Russ.)

8. Mikhaylov R.L., Makarenko S.I., Novikov E.A. A Research of Channel and Network Parameters of a Communication Channel in the Conditions of Dynamically Changing Signal and Interfering Situation. *Journal of Radio Electronics*. 2014;10:2. (in Russ.)

9. Makarenko S.I. A Research of Influence of Deliberate Noises on Opportunities for Relaying of the Message and Figures of Merit of Service of the Data Link Layer of the OSI Model for the Communication System with Accidental Multiple Access of Subscribers. *Informatsionnyye tekhnologii modelirovaniya i upravleniya*. 2010;6(65):807–815. (in Russ.)

10. Kosyakov E.N., Mitryaev G.A. The Method of Priority Dispatching of Orbital Channel Resource on the Basis of Non-Markov Priority Queuing Systems. *Izvestiya Instituta inzhenernoy phiziki*. 2018;4:43–49. (in Russ.)

11. Krasnosselsky I.N., Kanev S.A. Analyzing DVB-T System's Interference Immunity in a Multipath Fading Channel as a Model. Electrosvyaz. 2010;7:28–30. (in Russ.)

12. Khudiakov G.I. Quadrature-Amplitude Modulation Digital Communication Channels' Capacity. Electrosvyaz. 2010;6: 38–40. (in Russ.)

Сведения об авторах:

КОВАЛЬСКИЙ Александр Александрович — кандидат технических наук, доцент, докторант военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского, vka@mil.ru
https://orcid.org/0000-0002-6878-5858

МИТРЯЕВ Геннадий Андреевич — кандидат технических наук, начальник лаборатории военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского, vka@mil.ru
https://orcid.org/0000-0002-3840-8672

ПИТРИН Алексей Владимирович — адъюнкт военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского, vka@mil.ru
https://orcid.org/0000-0002-4662-9790

УДК 537.862 DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-47-54

Возбуждение кругового бесконечного импедансного цилиндра внутренними сторонними токами: дальняя зона излучения

М.С. Проценко[1*]

[1]Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация
*Адрес для переписки: protsenkoms@gmail.com

Информация о статье
Поступила в редакцию 10.07.2020
Принята к публикации 12.07.2021

Ссылка для цитирования: Проценко М.С. Возбуждение кругового бесконечного импедансного цилиндра внутренними сторонними токами: дальняя зона излучения // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 3. С. 47–54. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-47-54

Аннотация: *Рассмотрена методика решения задачи о возбуждении круглого бесконечного импедансного цилиндра внутренними сторонними токами с произвольной пространственной ориентацией. Формальное решение задачи получено на основе методов разложения полей по полной системе собственных функций и сшивания полей. Произвольное распределение сторонних токов учитывается коэффициентами возбуждения. Представлено приближенное решение задачи в дальней зоне. Исследовано влияние диэлектрического цилиндра на диаграмму направленности аксиального электрического диполя.*

Ключевые слова: *цилиндр, импедансный цилиндр, возбуждение цилиндра, цилиндрические координаты, электромагнитное поле, сторонний ток, ближняя зона излучения, дальняя зона излучения.*

Введение

Ряд задач инженерно-технического и научно-исследовательского характера предполагает обоснование моделей электродинамических систем в средах с потерями (импедансных, диссипативных и т. д.). Моделирование среды заложения в этих задачах требует учета степени детализации геометрии объектов, а также характера возбуждения системы от практических целей применения модели. Электродинамические модели в виде цилиндрических структур рассматривались исследователями с середины прошлого века [1–4] и до настоящего времени применяются в широком спектре практических приложений, в том числе в области конструирования антенн, функционирующих в полупроводящих средах. Цилиндрические модели применяют с целью исследования распространения электромагнитных волн в различных канализирующих средах, шахтах, тоннелях, каналах подземной радиосвязи и т. п. [5–12]

Методология решения подобной задачи основывается на представлении электромагнитных полей в цилиндрической системе координат, описании процесса возбуждения поля сторонними токами и определении поля в различных областях модели за счет удовлетворения граничным условиям на поверхностях модели. Результаты решения задач представляют как в аналитическом, так и в численном виде в зависимости от дальнейшего их использования в практике построения электродинамических систем.

Целью настоящей работы является формализация решения электродинамической задачи о возбуждении кругового импедансного цилиндра внутренними (по отношению к поверхности цилиндра) сторонними электрическими и магнитными токами произвольной ориентации для дальнейшего анализа посредством как численного, так и аналитического математического аппарата. А также, на основе полученной модели, выполнить исследование эволюции диаграммы направленности аксиального электрического диполя, расположенного в импедансном круговом цилиндре бесконечной длины.

1. Представление электромагнитного поля сторонних источников в круговых цилиндрических координатах

Выражения для электромагнитных полей заданных электрических и магнитных токов в неограниченном однородном изотропном пространстве в круговых цилиндрических координа-

тах r, φ, z могут быть представлены в следующем виде (*продольные компоненты поля*) [1]:

$$E_z = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{h=-\infty}^{\infty} E_{znh}\,dh\,,\ H_z = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{\kappa=-\infty}^{\infty} H_{znh}\,dh, \quad (1)$$

$$E_{znh} = \mathrm{e}^{-ihz-in\phi} \begin{cases} F_1^{\text{э}}(h) J_n(\nu r), & r < r' \\ F_2^{\text{э}}(h) H_n^{(2)}(\nu r), & r > r' \end{cases}, \quad (2)$$

$$H_{znh} = \mathrm{e}^{-ihz-in\phi} \begin{cases} F_1^{\text{м}}(h) J_n(\nu r), & r < r' \\ F_2^{\text{м}}(h) H_n^{(2)}(\nu r), & r > r' \end{cases}, \quad (3)$$

$$F_s^{\text{э}}(h) = \frac{1}{8\pi i} \int_V \left\{ \frac{k^2 - h^2}{i\omega\varepsilon'_{\text{a}}} j_z^{\text{э}} R_n(\nu r') + \right.$$
$$+ \left[\frac{h}{\omega\varepsilon'_{\text{a}}} j_\phi^{\text{э}} - j_r^{\text{м}} \right] \times \frac{in}{r'} R_n(\nu r') +$$
$$\left. + \left[\frac{h}{\omega\varepsilon'_{\text{a}}} j_r^{\text{э}} + j_\phi^{\text{м}} \right] \nu R'_n(\nu r') \right\} \mathrm{e}^{ihz'+in\phi'} dv, \quad (4)$$

$$F_s^{\text{м}}(h) = \frac{1}{8\pi i} \int_V \left\{ \frac{k^2 - h^2}{i\omega\mu'_{\text{a}}} j_z^{\text{м}} R_n(\nu r') + \right.$$
$$+ \left[\frac{h}{\omega\mu'_{\text{a}}} j_\phi^{\text{м}} + j_r^{\text{э}} \right] \times \frac{in}{r'} R_n(\nu r') +$$
$$\left. + \left[\frac{h}{\omega\mu'_{\text{a}}} j_r^{\text{м}} - j_\phi^{\text{э}} \right] \nu R'_n(\nu r') \right\} \mathrm{e}^{ihz'+in\phi'} dv, \quad (5)$$

$$\nu = -i\sqrt{h^2 - k^2}, \quad (6)$$

где r', ϕ', z' – координаты стороннего источника тока; i – мнимая единица; $\vec{E}$ – вектор напряженности электрического поля; $\vec{H}$ – вектор напряженности магнитного поля; $F_s^{\text{э}}$, $F_s^{\text{м}}$ – спектральные плотности электрических и магнитных эквивалентных токов; $\overrightarrow{j^{\text{э}}}$, $\overrightarrow{j^{\text{м}}}$ – векторы объемной плотности сторонних электрических и магнитных токов соответственно; ε'_{a} – комплексная диэлектрическая проницаемость среды; μ'_{a} – комплексная магнитная проницаемость среды; k – волновое число; ω – циклическая (круговая) частота.

В выражениях (4) и (5) при $s = 1$ $R_n(\nu r') = H_n^{(2)}(\nu r')$, а при $s = 2$ $R_n(\nu r') = J_n(\nu r')$.

Выражения (1) представляют собой бесконечный спектр цилиндрических волн, распространяющихся в радиальном направлении и модулированных по оси z. При $r > r'$ спектр волн, для которых $h^2 < k^2$, является распространяющимся, а спектр волн, для которых $h^2 > k^2$, – затухающим.

Поперечные компоненты поля, посредством продольных, принимают вид (7); тогда, с учетом разделения полей на классы: для полей класса $\boldsymbol{E}$ ($H_z = 0$) – (8) и для полей класса $\boldsymbol{H}$ ($E_z = 0$) – (9):

$$E_r = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{h=-\infty}^{\infty} E_{rnh}\,dh\,,\ H_r = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{h=-\infty}^{\infty} H_{rnh}\,dh$$
$$E_\phi = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{h=-\infty}^{\infty} E_{\phi nh}\,dh\,,\ H_\phi = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{h=-\infty}^{\infty} H_{\phi nh}\,dh, \quad (7)$$

$$E_{rnh}^{\text{э}} = \frac{-ih}{k^2 - h^2} \frac{\partial E_{znh}}{\partial r}, H_{rnh}^{\text{э}} = \frac{i\omega\varepsilon'_{\text{a}}}{k^2 - h^2} \frac{1}{r} \frac{\partial E_{znh}}{\partial \phi},$$
$$E_{\phi nh}^{\text{э}} = \frac{-ih}{k^2 - h^2} \frac{1}{r} \frac{\partial E_{znh}}{\partial \phi}, H_{\phi nh}^{\text{э}} = \frac{-i\omega\varepsilon'_{\text{a}}}{k^2 - h^2} \frac{\partial E_{znh}}{\partial r}, \quad (8)$$

$$E_{rnh}^{\text{м}} = \frac{-i\omega\mu'_{\text{a}}}{k^2 - h^2} \frac{1}{r} \frac{\partial H_{znh}}{\partial \phi}, H_{rnh}^{\text{э}} = \frac{i\omega\varepsilon'_{\text{a}}}{k^2 - h^2} \frac{1}{r} \frac{\partial E_{znh}}{\partial \phi},$$
$$E_{\phi nh}^{\text{м}} = \frac{i\omega\mu'_{\text{a}}}{k^2 - h^2} \frac{\partial H_{znh}}{\partial r}, H_{\phi nh}^{\text{м}} = \frac{-i\omega\varepsilon'_{\text{a}}}{k^2 - h^2} \frac{1}{r} \frac{\partial H_{znh}}{\partial \phi}. \quad (9)$$

2. Формальное решение задачи о возбуждении бесконечного полупроводящего кругового цилиндра внутренними сторонними источниками поля

Геометрия задачи представлена на рисунке 1, где ось цилиндра совмещена с осью z цилиндрической системы координат, a – радиус цилиндра. Макроскопические параметры материала цилиндра – σ, ε_{a}, μ_{a}. Цилиндр окружен бесконечным изотропным пространством с параметрами σ_1, ε_{a}, μ_{a}. Сторонние источники расположены внутри цилиндра на расстоянии b от начала координат.

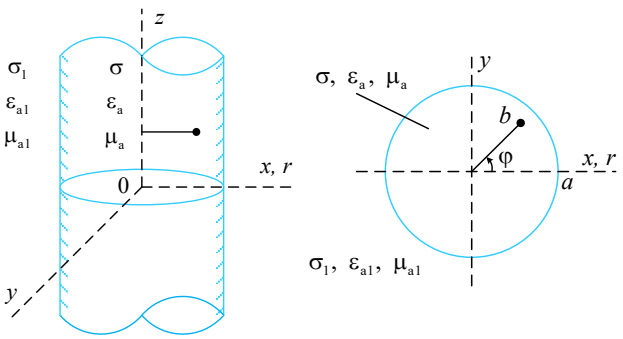


Рис. 1. Геометрия задачи о возбуждении бесконечного кругового полупроводящего цилиндра сторонними токами произвольной ориентации

Fig. 1. The Geometry of the Problem of the Excitation of an Infinite Circular Semi-Conducting Cylinder by External Currents of Arbitrary Orientation

С учетом геометрии задачи далее рассматривают две области: внутреннюю и внешнюю к поверхности цилиндра. Поле в каждой точке внутреннего пространства записывают в виде суперпозиции падающего (первичного) и отраженного (вторичного) полей, а во внешней области – в виде прошедшего поля. Поле, отраженное от цилиндра и прошедшее через границу раздела, определяют следующим образом (10). Функции $F_1^{\text{э отр}}(h)$, $F_2^{\text{э пр}}(h)$, и $F_1^{\text{м отр}}(h), F_2^{\text{м пр}}(h)$ представляют собой спектральные плотности электрических и магнитных эквивалентных токов, наведенных на поверхности цилиндра сторонним источником поля.

$$E_z^{\text{отр}} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{h=-\infty}^{\infty} E_{znh}^{\text{отр}}\,dh, E_z^{\text{пр}} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{h=-\infty}^{\infty} E_{znh}^{\text{пр}}\,dh\,,$$
$$H_z^{\text{отр}} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{h=-\infty}^{\infty} H_{znh}^{\text{отр}}\,dh\,, H_z^{\text{пр}} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{h=-\infty}^{\infty} H_{znh}^{\text{пр}}\,dh, \quad (10)$$

где

$$E_{znh}^{\text{отр}} = \mathrm{e}^{-ihz-in\phi} F_1^{\text{э отр}}(h) J_n(\nu r), \quad (11)$$

$$E_{znh}^{\text{пр}} = \mathrm{e}^{-ihz-in\phi} F_2^{\text{э пр}}(h) H_n^{(2)}(\nu_1 r), \quad (12)$$

$$H_{znh}^{\text{отр}} = \mathrm{e}^{-ihz-in\phi} F_1^{\text{м пр}}(h) J_n(\nu r), \quad (13)$$

$$H_{znh}^{\text{пр}} = \mathrm{e}^{-ihz-in\phi} F_2^{\text{м отр}}(h) H_n^{(2)}(\nu_1 r). \quad (14)$$

Так как для внутренней области цилиндра отраженные поля в центре не должны обращаться в бесконечность в выражениях (11) и (13), функции $F_s^{\text{э}}(h)$ и $F_s^{\text{м}}(h)$ записывают в виде (4) и (5) с индексом $s = 1$, а для внешнего пространства выражения (12) и (14) – $s = 2$. Переменные ν и ν_1 определяют выражением (6) с волновым числом соответствующим рассматриваемой области пространства.

При условии однородности поверхностного импеданса границы раздела, спектральные плотности $F_1^{\text{э отр}}(h)$, $F_2^{\text{э пр}}(h)$, $F_1^{\text{м отр}}(h)$ и $F_2^{\text{м пр}}(h)$ выражают посредством спектральных плотностей сторонних токов:

$$\begin{aligned} F_1^{\text{э отр}}(h) &= C_n^{\text{о}}(h) F_2^{\text{э}}(h),\ F_2^{\text{э пр}}(h) = C_n^{\text{п}}(h) F_2^{\text{э}}(h), \\ F_1^{\text{м отр}}(h) &= D_n^{\text{о}}(h) F_2^{\text{м}}(h), F_2^{\text{м пр}}(h) = D_n^{\text{п}}(h) F_2^{\text{м}}(h). \end{aligned} \quad (15)$$

Функции $F_2^{\text{э}}(h)$ и $F_2^{\text{м}}(h)$ вычисляют с помощью выражений (4) и (5), причем выбирается индекс $s = 2$, т. к. наведенные на поверхности цилиндра токи внешние по отношению к сторонним.

Падающее поле на границу раздела характеризуется формулами (2) и (3) при $r = a$:

$$E_{znh}^{\text{пад}} = \mathrm{e}^{-ihz-in\phi} F_2^{\text{э}}(h) H_n^{(2)}(\nu a), \quad (16)$$

$$H_{znh}^{\text{пад}} = \mathrm{e}^{-ihz-in\phi} F_2^{\text{м}}(h) H_n^{(2)}(\nu a). \quad (17)$$

Для определения неизвестных величин $C_n^{\text{о}}(h)$, $C_n^{\text{п}}(h)$, $D_n^{\text{о}}(h)$ и $D_n^{\text{п}}(h)$, используют граничные условия на поверхности цилиндра, указывающие на непрерывность тангенциальных составляющих электрического и магнитного полей. При этом для магнитных и электрических полей граничные условия удовлетворяются раздельно. Учитывая (8) и (9), граничные условия при $r = a$ принимают вид: для электрических (18) и для магнитных волн (19):

$$\begin{gathered} E_{znh}^{\text{пад}} + E_{znh}^{\text{отр}} = E_{znh}^{\text{пр}}, \\ \frac{-i\omega\varepsilon'_{\text{а}}}{k^2 - h^2} \frac{\partial E_{znh}^{\text{пад}}}{\partial r} + \frac{-i\omega\varepsilon'_{\text{а}}}{k^2 - h^2} \frac{\partial E_{znh}^{\text{отр}}}{\partial r} = \frac{-i\omega\varepsilon'_{\text{а1}}}{k_1^2 - h^2} \frac{\partial E_{znh}^{\text{пр}}}{\partial r}, \end{gathered} \quad (18)$$

$$\begin{gathered} H_{znh}^{\text{пад}} + H_{znh}^{\text{отр}} = H_{znh}^{\text{пр}}, \\ \mu'_{\text{а}} \frac{\partial H_{znh}^{\text{пад}}}{\partial r} + \mu'_{\text{а}} \frac{\partial H_{znh}^{\text{отр}}}{\partial r} = \mu_0 \frac{\partial H_{znh}^{\text{пр}}}{\partial r}. \end{gathered} \quad (19)$$

После подстановки (10)–(17) в (18) и (19) (штрих в индексе функций Ханкеля и Бесселя означает первую производную, соответственно) получают системы уравнений: для электрических волн (20) и для магнитных (21):

$$\begin{cases} H_n^{(2)}(\nu a) + C_n^{\text{о}}(\nu) J_n(\nu a) = C_n^{\text{п}}(h) H_n^{(2)}(\nu_1 a) \\ H_n^{(2)\prime}(\nu a) + C_n^{\text{о}}(\nu) J_n'(\nu a) = Z^{\text{э}} C_n^{\text{п}}(h) H_n^{(2)\prime}(\nu_1 a) \end{cases}, \quad (20)$$

$$\begin{cases} H_n^{(2)}(\nu a) + D_n^{\text{о}}(h) J_n(\nu a) = D_n^{\text{п}}(h) H_n^{(2)}(\nu_1 a) \\ H_n^{(2)\prime}(\nu a) + D_n^{\text{о}}(h) J_n'(\nu a) = Z^{\text{м}} D_n^{\text{п}}(h) H_n^{(2)\prime}(\nu_1 a) \end{cases}, \quad (21)$$

где $Z^{\text{э}} = \frac{k^2 - h^2}{k_1^2 - h^2} \frac{\varepsilon_{\text{а1}}'}{\varepsilon_{\text{а}}'}$ и $Z^{\text{м}} = \frac{k^2 - h^2}{k_1^2 - h^2} \frac{\mu_{\text{а1}}'}{\mu_{\text{а}}'}$.

Решение (20) и (21) относительно искомых коэффициентов $C_n^{\text{о}}(h)$, $C_n^{\text{п}}(h)$, $D_n^{\text{о}}(h)$ и $D_n^{\text{п}}(h)$ принимает вид:

$$C_n^{\text{о}}(h) = \frac{Z^{\text{э}} H_n^{(2)}(\nu a) H_n^{(2)\prime}(\nu_1 a) - H_n^{(2)}(\nu_1 a) H_n^{(2)\prime}(\nu a)}{J_n(\nu a) H_n^{(2)\prime}(\nu_1 a) - Z^{\text{э}} H_n^{(2)}(\nu_1 a) J_n'(\nu a)}, \quad (22)$$

$$C_n^{\text{п}}(h) = \frac{J_n(\nu a) H_n^{(2)\prime}(\nu a) - J_n'(\nu a) H_n^{(2)}(\nu a)}{J_n(\nu a) H_n^{(2)\prime}(\nu_1 a) - Z^{\text{э}} H_n^{(2)}(\nu_1 a) J_n'(\nu a)}, \quad (23)$$

$$D_n^{\text{о}}(h) = \frac{Z^{\text{м}} H_n^{(2)}(\nu a) H_n^{(2)\prime}(\nu_1 a) - H_n^{(2)}(\nu_1 a) H_n^{(2)\prime}(\nu a)}{J_n(\nu a) H_n^{(2)\prime}(\nu_1 a) - Z^{\text{м}} H_n^{(2)}(\nu_1 a) J_n'(\nu a)}, \quad (24)$$

$$D_n^{\text{п}}(h) = \frac{J_n(\nu a) H_n^{(2)\prime}(\nu a) - J_n'(\nu a) H_n^{(2)}(\nu a)}{J_n(\nu a) H_n^{(2)\prime}(\nu_1 a) - Z^{\text{м}} H_n^{(2)}(\nu_1 a) J_n'(\nu a)}. \quad (25)$$

Учитывая полученные выражения, продольные компоненты электрического и магнитного полей записывают в виде выражений: для внешней области (26), (27) и для внутренней области (28), (29). Поперечные компоненты полей определяют подстановкой (26)–(29) в (8) и (9), соответственно.

На этом завершено формальное решение задачи. Дальнейшее исследование влияния кругового импедансного цилиндра на поле сторонних токов может производиться на основе теорий вычетов, функции комплексного переменного или численными способами вычисления несобственных интегралов.

$$E_z = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{h=-\infty}^{\infty} \left[\mathrm{e}^{-ihz-in\phi} C_n^{\text{п}}(h) F_2^{\text{э}}(h) H_n^{(2)}(\nu_1 r)\right] dh, \quad (26)$$

$$H_z = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{h=-\infty}^{\infty} \left[\mathrm{e}^{-ihz-in\phi} D_n^{\text{п}}(h) F_2^{\text{м}}(h) H_n^{(2)}(\nu_1 r)\right] dh, \quad (27)$$

$$E_z = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{h=-\infty}^{\infty} \left[\mathrm{e}^{-ihz-in\phi} \begin{cases} J_n(\nu r)(C_n^{\text{о}}(h) F_2^{\text{э}}(h) + F_1^{\text{э}}(h)) \\ F_2^{\text{э}}(h)(C_n^{\text{о}}(h) J_n(\nu r) + H_n^{(2)}(\nu r)) \end{cases}\right] dh \quad \text{при } r < r', \quad (28)$$

$$H_z = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{h=-\infty}^{\infty} \left[\mathrm{e}^{-ihz-in\phi} \begin{cases} J_n(\nu r)(D_n^{\text{о}}(h) F_2^{\text{м}}(h) + F_1^{\text{м}}(h)) \\ F_2^{\text{м}}(h)(D_n^{\text{о}}(h) J_n(\nu r) + H_n^{(2)}(\nu r)) \end{cases}\right] dh \quad \text{при } r < r'. \quad (29)$$

Выбор конкретного метода вычисления определяется ограничениями, вводимыми для описания электродинамической модели, требуемой точностью расчетных данных и формой их представления.

3. Приближенное решение задачи для дальней зоны излучения

Решения задач о возбуждении поля сторонними токами с произвольной пространственной ориентацией, представленные ранее, носят формальный характер, хотя и охватывают весь возникающий спектр электромагнитных волн, но не пригодны для численной оценки поля.

Для приведения выражений (26) и (27) к удобному с точки зрения вычисления виду необходимо произвести анализ несобственных интегралов в плоскости комплексной переменной h.

С целью унификация решения несобственные интегралы (26) и (27) записывают в виде:

$$u_{\text{внеш}}(r,z) = \mathrm{e}^{-in\phi}\int_{-\infty}^{\infty} f_2(h)H_n^{(2)}(\nu_1 r)\mathrm{e}^{-ihz}dh\,, r > a, \quad (30)$$

при

$$f_2(h) = \frac{D_2(h)F_2^{э,м}(h)}{D_0(h)}, \quad (31)$$

где $D_0(h)$ – детерминант системы (20) или (21), получаемый при отбрасывании свободных членов, (знаменатель дробей в (22)–(23)); $D_2(h)$ – детерминант системы при замещении членов содержащих $\mathrm{C}_n^{п}(\nu)$ и $D_n^{п}(\nu)$ на соответствующие свободные члены (числитель дробей (22) или (23)).

Анализ поля в дальней зоне излучения проводят в сферической системе координат (32) и, применяя асимптотическое выражение функции Ханкеля (33), интеграл (30) с учетом (32) и (33) записывают в виде:

$$z = \rho\cos\theta, \quad r = \rho\sin\theta, \quad (32)$$

$$H_n^{(2)}(\nu_1 r)\big|_{r\to\infty} \approx \sqrt{\frac{2}{\pi}}\mathrm{e}^{i(2n+1)\frac{\pi}{4}}\cdot\frac{1}{\sqrt{\nu_1 r}}\mathrm{e}^{-\nu_1 r}, \quad (33)$$

$$u_{\text{внеш}}(\rho,\theta) = \mathrm{e}^{-in\phi}\int_{-\infty}^{\infty}\Phi(h)\mathrm{e}^{-ik_1\rho\psi(h)}dh, \quad (34)$$

где $\Phi(h) = \frac{\sqrt{\frac{2}{\pi}}\cdot\mathrm{e}^{i(2n+1)\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{\nu_1\rho\sin\theta}}f_2(h)$ – предэкспоненциальная функция; $\psi(h) = \frac{h}{k_1}\cos\theta + \frac{\nu_1}{k_1}\sin\theta$ – фаза.

Асимптотическое выражение интеграла (34) посредством метода стационарной фазы [5] принимает вид:

$$u_{\text{внеш}}(\rho,\theta) = \sqrt{\frac{2\pi i}{k_1\rho}}\frac{\Phi(h_s)}{\sqrt{\psi''(h_s)}}\mathrm{e}^{-ik_1\rho\psi(h_s)}, \quad (35)$$

где h_s – точка стационарной фазы, определяемая как корень уравнения $\psi'(h) = 0$ (штрих означает первую производную функции), решение которого определяется по выражению:

$$h_s = k_1\cos\theta. \quad (36)$$

Асимптотическое выражение несобственного интеграла (30) при $\nu_1 r \gg 1$ с учетом (35) принимает вид:

$$u_{\text{внеш}}(\rho,\theta) \approx i^n 2\mathrm{e}^{-in\phi}\frac{e^{-ik\rho}}{\rho}f_2(h_s). \quad (37)$$

Таким образом, влияние цилиндрической неоднородности на поле стороннего источника в дальней зоне излучения оказывается в искажении его характеристики направленности.

Приближенные выражения для расчета продольных компонент поля сторонних источников внутри бесконечного проводящего цилиндра в дальней зоне излучения с учетом (30), (31), (36) и (37) принимают вид:

$$E_z^{э} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} i^n 2\mathrm{e}^{-in\phi}\frac{e^{-ik_1\rho}}{\rho}C_n^{п}(k_1\cos\theta)\,F_2^{э}(k_1\cos\theta), \quad (38)$$

$$H_z^{м} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} i^n 2\mathrm{e}^{-in\phi}\frac{e^{-ik_1\rho}}{\rho}D_n^{п}(k_1\cos\theta)\,F_2^{м}(k_1\cos\theta). \quad (39)$$

Поперечные компоненты поля в дальней зоне вычисляют по формулам (8) и (9) с учетом замены (36), выражения которых принимают вид:

– в цилиндрической системе координат для полей класса $\boldsymbol{E}$ ($H_z = 0$) выражения (40) и для полей класса $\boldsymbol{H}$ ($E_z = 0$) выражения (41):

$$E_r^{э} = -\mathrm{ctg}\theta\;E_z^{э}, H_r^{э} = 0, E_\phi^{э} = 0, H_\phi^{э} = \frac{-\omega\varepsilon'_{1a}}{k_1\sin\theta}E_z^{э}, \quad (40)$$

$$E_r^{м} = 0, H_r^{м} = -\mathrm{ctg}\theta\,H_z^{м},$$
$$E_\phi^{м} = \frac{\omega\mu'_{1a}}{k_1\sin\theta}H_z^{м}, H_\phi^{э} = \frac{-\omega\varepsilon'_{1a}}{k_1\sin\theta}E_z^{э}, \quad (41)$$

– в сферической системе координат для полей класса $\boldsymbol{E}$ ($H_z = 0$) выражения (42) и для полей класса $\boldsymbol{H}$ ($E_z = 0$) выражения (43):

$$E_\theta^{э} = -\frac{E_z^{э}}{\sin\theta}, H_\rho^{э} = 0, E_\phi^{э} = 0, H_\phi^{э} = \frac{-\omega\varepsilon'_{a}}{k\sin\theta}E_z^{э}, \quad (42)$$

$$E_\rho^{м} = 0, H_\theta^{м} = -\frac{H_z^{м}}{\sin\theta}, E_\phi^{м} = \frac{\omega\mu'_{a}}{k_1\sin\theta}H_z^{м}, H_\phi^{м} = 0. \quad (43)$$

Для полей смешанного класса необходимо просуммировать (40) и (41), (42) и (43).

4. Поле продольного электрического диполя в дальней зоне излучения

Далее приведено решение задачи об излучении в волновой зоне продольного электрического диполя, расположенного в бесконечно длинном круговом цилиндре радиуса a с потерями (см. рисунок 1). Электрический диполь ориентирован параллельно оси z, на расстоянии b от оси цилиндра. Макроскопическая среда внутри цилиндрической

области характеризуется волновым числом k, за его пределами – безграничная изотропная с волновым числом k_1.

Плотность тока продольного электрического диполя посредством дельта-функции Дирака записывают следующим образом [1]:

$$j_z^{э}(r',\phi',z') = \frac{I_0^{э} l}{r'}\ \delta(r'-b)\delta(\phi'-0)\delta(z'-0). \qquad (44)$$

Тогда коэффициенты возбуждения (4) с учетом (39) и (43) принимают вид:

$$F_2^{э}(k_1\cos\theta) = \frac{1}{8\pi i}\frac{k^2-(k_1\cos\theta)^2}{i\omega\varepsilon'_{a}}\frac{I_0^{э} l}{b}\times$$
$$\times J_n(-ib\sqrt{(k_1\cos\theta)^2-k^2}) = \qquad (45)$$
$$= \frac{1}{8\pi i}\frac{k^2}{i\omega\varepsilon'_{a}}\frac{I_0^{э} l}{b}\ J_n(kb)\Big|_{\theta=\frac{\pi}{2}},$$

$$F_2^{м}(k_1\cos\theta) = 0. \qquad (46)$$

Таким образом, продольный электрический диполь в рассматриваемой электродинамической системе возбуждает электромагнитное поле класса ***E***.

Выражение (6) с учетом замены (36) записывают следующим образом:

$$\nu = -i\sqrt{(k_1\cos\theta)^2-k^2}, \qquad (47)$$

$$\nu_1 = k_1\sin\theta, \qquad (48)$$

а поверхностные импедансы цилиндрической поверхности:

$$Z^{э} = \frac{k^2-(k_1\cos\theta)^2}{(k_1\sin\theta)^2}\frac{\varepsilon_{a1}'}{\varepsilon_{a}'}, \qquad (49)$$

$$Z^{м} = \frac{k^2-(k_1\cos\theta)^2}{(k_1\sin\theta)^2}\frac{\mu_{a1}'}{\mu_{a}'}. \qquad (50)$$

Коэффициент прохождения $C_n^{п}(h)$ вычисляют с учетом (44)–(50).

Анализ выражений (38) и (42) показывает, что характеристика направленности аксиального электрического диполя, расположенного внутри цилиндра, эквивалентна характеристике направленности диполя в однородном пространстве: искажения наблюдаются в экваториальной плоскости ($z = 0$) по мере удаления источника от оси цилиндра.

Далее оценка характеристики направленности производится в поперечной относительно цилиндра плоскости (в сферической системе координат $\theta = \pi/2$) (см. рисунок 1).

В поперечной плоскости цилиндра ($\theta = \pi/2$) поверхностные импедансы (49), (50) и коэффициенты прохождения (22), (23) принимают вид:

$$Z^{э} = \frac{k^2}{k_1^2}\frac{\varepsilon_{a1}'}{\varepsilon_{a}'}, \qquad (51)$$

$$Z^{м} = \frac{k^2}{k_1^2}\frac{\mu_{a1}'}{\mu_{a}'}, \qquad (52)$$

$$C_n^{п}(k_1\cos\theta) = \frac{J_n(ka)}{J_n(k_1a)}\frac{Z-Y}{Z_1-Z^{э}Y}\Big|_{\theta=\frac{\pi}{2}}, \qquad (53)$$

$$D_n^{п}(k_1\cos\theta) = \frac{J_n(ka)}{J_n(k_1a)}\frac{Z-Y}{Z_1-Z^{м}Y}\Big|_{\theta=\frac{\pi}{2}}, \qquad (54)$$

$$Z = \frac{H_n^{(2)\prime}(ka)}{H_n^{(2)}(ka)},\ Y = \frac{J_n'(ka)}{J_n(ka)},\ Z_1 = \frac{H_n^{(2)\prime}(k_1a)}{H_n^{(2)}(k_1a)}. \qquad (55)$$

После подстановки (51) и (53) в (38) продольная компонента вектора напряженности электрического поля в дальней зоне принимает вид:

$$E_z^{э} = \frac{1}{4\pi}\frac{k^2}{i\omega\varepsilon'_{a}}\frac{I_0^{э} l}{b}\ \frac{e^{-ik_1\rho}}{\rho}\sum_{n=0}^{\infty}\varepsilon_n i^n e^{-in\phi}J_n(kb)\times$$
$$\times\frac{J_n(ka)H_n^{(2)\prime}(ka)-J_n'(ka)H_n^{(2)}(ka)}{J_n(ka)H_n^{(2)\prime}(k_1a)-Z^{э}J_n'(ka)H_n^{(2)}(k_1a)}, \qquad (56)$$

где ε_n – число Неймана ($\varepsilon_n = 1$ при $n = 0$ и $\varepsilon_n = 2$ при $n \neq 0$).

Поперечные компоненты поля вычисляют посредством (40) или (42). Выражение (56) справедливо для любых размеров цилиндра.

В случае малого электрического радиуса цилиндра, когда $k_1a \ll 1$ и $kb \ll 1$, учитывая степенные разложения функций Бесселя первого и второго рода для малых значений аргумента (57), выражения (55) примут вид (58), а коэффициенты (53) и (54) – вид (59) и (60), соответственно:

$$J_n(x) \approx \frac{(x/2)^n}{\Gamma(n+1)},\quad H_n^{(2)} \approx -\frac{1}{i\pi}\Gamma(n)(x/2)^{-n}, \qquad (57)$$

$$Z = Z_1 = -\frac{n}{x},\quad Y_1 = \frac{n}{x}, \qquad (58)$$

$$C_n^{п}(k_1\cos\theta) = \left(\frac{k}{k_1}\right)^n\frac{2}{1+Z^{э}}\Big|_{\theta=\frac{\pi}{2}}, \qquad (59)$$

$$D_n^{п}(k_1\cos\theta) = \left(\frac{k}{k_1}\right)^n\frac{2}{1+Z^{м}}\Big|_{\theta=\frac{\pi}{2}}. \qquad (60)$$

Запись продольной компоненты (56) в дальней зоне для случая электрически малого радиуса цилиндра с учетом (57) – (60) принимает вид:

$$E_z^{э} = \frac{I_0^{э} l k^2}{4\pi\omega\varepsilon'_{a} b}\frac{e^{-ik_1\rho}}{\rho}\sum_{n=0}^{\infty}\varepsilon_n\cos(n\phi)f_n^{\text{прод}}, \qquad (61)$$

где

$$f_n^{\text{прод}} = i^{n-1}\frac{(kb)^n}{2^n n!}\left(\frac{k}{k_1}\right)^n\frac{2}{1+\frac{k^2}{k_1^2}\frac{\varepsilon_{a1}'}{\varepsilon_{a}'}}. \qquad (62)$$

Сравнение результатов расчета по выражениям (61) и (56) показывают, что приемлемая точность представления (61) сохраняется при величине электрического радиуса цилиндра $k_1a \leq 0{,}1\lambda$.

5. Результаты численного исследования поля аксиального электрического диполя в дальней зоне излучения

Рисунок 2 иллюстрирует диаграмму направленности аксиального (продольного) электрического диполя, расположенного в изотропном диэлектрическом цилиндре (плоскость $z = 0$ цилиндрической системы координат показанной на рисунке 1). Расчет выполнен по выражению (56) для следующих значений: относительная комплексная диэлектрическая проницаемость цилиндра $\varepsilon' = 10$; относительная комплексная диэлектрическая проницаемость окружающего пространства $\varepsilon'_1 = 1$; электрический радиус цилиндра $k_1 a = \pi$; электрический диполь смещен относительно центра цилиндра вдоль оси $\varphi = 0$ на расстояние $b = 0{,}4a$.

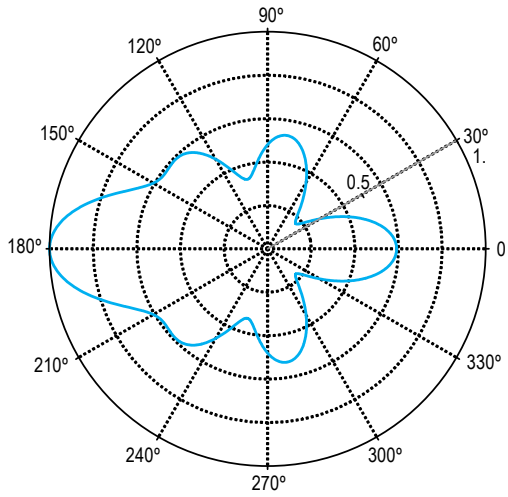


Рис. 2. Диаграмма направленности продольного электрического диполя

Fig. 2. Directivity Pattern of a Longitudinal Electric Dipole

С целью анализа влияния цилиндрической неоднородности на поле продольного электрического диполя в зоне излучения выполнена серия численных экспериментов, условия аналогичны указанным ранее. При этом радиальная координата стороннего тока изменялась в пределах от $b = 0{,}1a$ до $b = 0{,}99a$ с шагом $0{,}1a$, результаты расчетов представлены на рисунке 3.

Продольный электрический диполь, расположенный внутри диэлектрического цилиндра, возбуждает на его поверхности только продольные токи. Распределение поверхностных токов определяется электрическими параметрами цилиндра и расположением стороннего тока относительно его оси. Вследствие чего диаграмма направленности характеризуется резкими осцилляциями, интенсивность которых увеличивается по мере удаления источника от оси цилиндра. Максимум диаграммы направленности наблюдается в противоположном относительно перемещения источника направлении.

Ряд, входящий в выражение (56) – сходящийся, скорость его сходимости определяется электрическим радиусом цилиндра. В [1] сформулировано практическое правило по ограничению суммы членов ряда, при котором обеспечивается приемлемая с практической точки зрения погрешность вычислений: следует учитывать число членов ряда, не превышающее величины $2k_1 = a$ при вычислении поля в зоне излучения и $2kb$ – в ближней зоне.

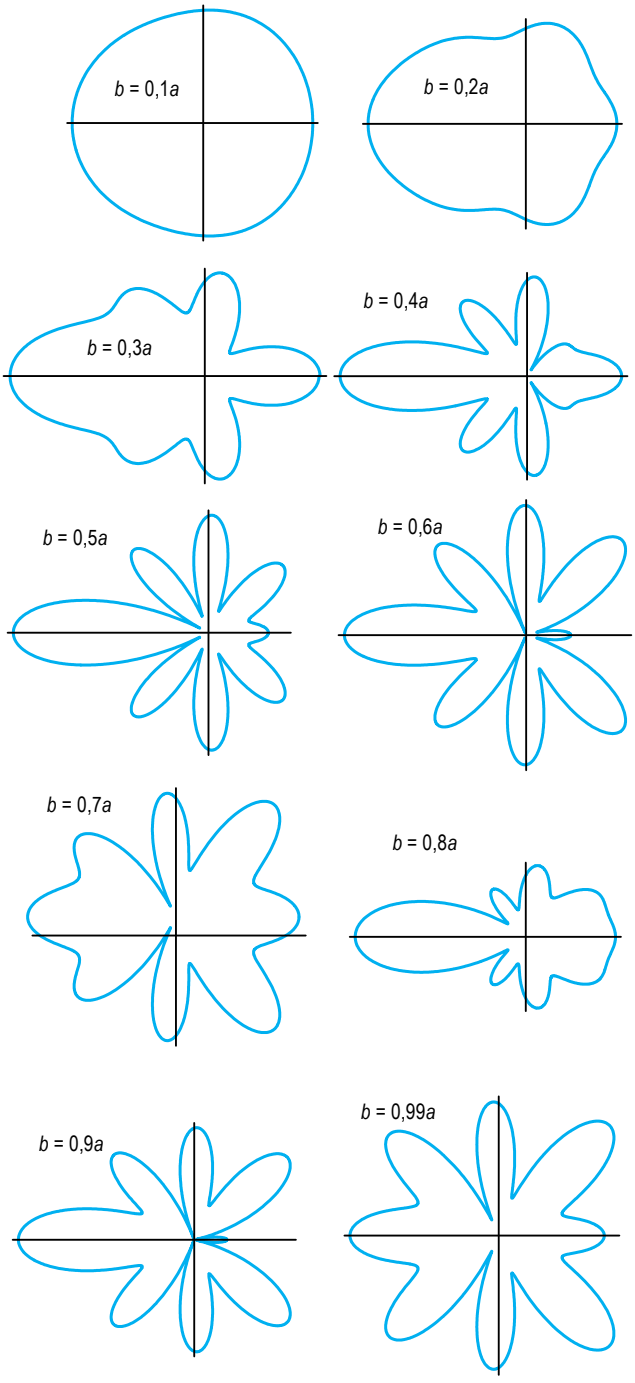


Рис. 3. Эволюция диаграммы направленности продольного электрического диполя

Fig. 3. The Evolution of the Directivity Pattern of a Longitudinal Electric Dipole

С целью иллюстрации данного правила, на рисунке 4 представлены диаграммы направленности исследуемой электродинамической модели с уче-

том удержания ограниченного числа членов ряда в выражении (56). В соответствии с приведенным правилом достаточное количество членов ряда $n = 2k_1a = 2\pi \approx 6{,}28$, что подтверждается численными расчетами.

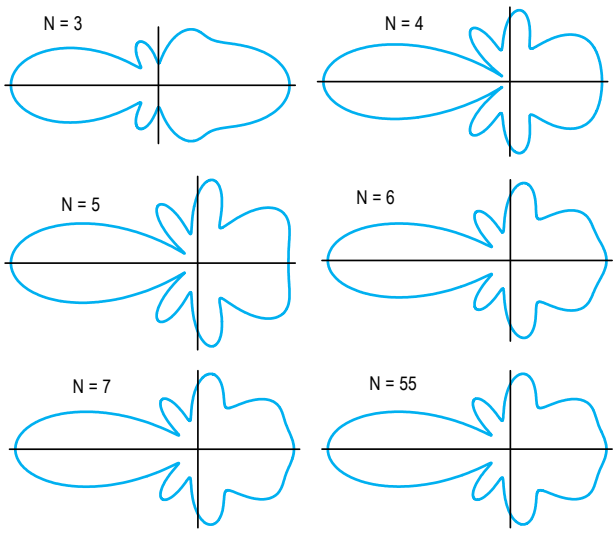


Рис. 4. К вопросу о сходимости ряда

Fig. 4. To the Question of the Convergence of a Series

Решение задачи о возбуждении кругового бесконечного импедансного цилиндра внутренним продольным магнитным током возможно получить посредством метода перестановочной двойственности. При этом продольная компонента поля описывается путем замены $E_z^э \to H_z^м$, $\varepsilon \to -\mu$, $I_0^э \to I_0^м$ и $Z^э \to Z^м$.

В случае распределения сторонних токов, отличного от рассмотренных, необходимо задать их объемную плотность в виде (44), на основе выражений (4) и (5) вычислить коэффициенты возбуждения, определить продольные компоненты поля по формулам (26)–(29), а поперечные – (8) и (9).

Заключение

Полученные в ходе решения задачи аналитические выражения определяют все компоненты электромагнитного поля как для ближней, так и для дальней зон излучения в формальном виде.

Представление распределения сторонних токов посредством функции Грина дает основания для нахождения численных значений коэффициентов возбуждения импедансного цилиндра для произвольного распределения объемной плотности сторонних токов либо в аналитическом виде, либо в численном.

Представленное приближенное решение задачи позволяет вычислить электромагнитное поле импедансного цилиндра, возбуждаемого внутренними сторонними токами произвольного распределения в дальней (волновой) зоне излучения.

В результате численного моделирования излучения продольного электрического диполя, размещенного внутри диэлектрического цилиндра, установлено, что: диаграмма направленности рассматриваемой модели носит лепестковый характер, распределение лепестков и максимум излучения определяются параметрами смещения источника относительно оси цилиндра и электрическими размерами цилиндра.

Список используемых источников

1. Марков Г.Т., Чаплин А.Ф. Возбуждение электромагнитных волн. М.: Радио и связь, 1983. 296 с.
2. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. М.: Радио и связь, 1988. 440 с.
3. Уэйт Д.Р. Электромагнитное излучение из цилиндрических систем. М.: Сов. радио, 1962. 239 с.
4. Каценеленбаум Б.З. Высокочастотная электродинамика. М.: Наука, 1966. 240 с.
5. Габриэльян Д.Д., Звездина М.Ю., Костенко П.И. Возбуждение импедансной поверхности цилиндра продольным электрическим диполем // Журнал радиоэлектроники. 2000. № 6. URL: http://jre.cplire.ru/win/jun00/6/text.html (дата обращения 14.07.2021)
6. Габриэльян Д.Д., Звездина М.Ю., Звездина Ю.А., Костенко П.И., Марченко С.Н. Возбуждение импедансной поверхности цилиндра поперечным электрическим диполем // Журнал радиоэлектроники. 2000. № 10. URL: http://jre.cplire.ru/win/oct00/6/text.html (дата обращения 14.07.2021)
7. Габриэльян Д.Д., Звездина М.Ю., Костенко П.И. Влияние импедансной поверхности кругового цилиндра на диаграмму направленности электрического диполя // Радиотехника и электроника. 2000. Т. 45. № 10. С. 1194–1197.
8. Каценеленбаум Б.З. Возбуждение поверхностных волн при дифракции на импедансном круговом цилиндре // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54. № 3. С. 308–313.
9. Бичуцкая Т.И., Макаров Г.И. Дипольные излучатели вблизи полуцилиндра // Радиотехника и электроника. 2010. Т. 55. № 12. С. 1447–1456.
10. Бичуцкая Т.И., Макаров Г.И. Поле линейных излучателей вблизи полуцилиндра // Радиотехника и электроника. 2010. Т. 55. № 5. С. 517–530.
11. Бичуцкая Т.И., Макаров Г.И. Цилиндрическая неоднородность на полупространстве и эквивалентные излучатели // Радиотехника и электроника. 2013. Т. 58. № 3. С. 225–232. DOI:10.7868/S0033849413030030
12. Бичуцкая Т.И., Макаров Г.И. Полуцилиндр с полостью на идеально проводящей плоскости вблизи линейного излучателя // Радиотехника и электроника. 2015. Т. 60. № 1. С. 3–13. DOI:10.7868/S0033849415010027

* * *

Excitation of the Round Infinite Impedance Cylinder by Internal Extrinsic Current: Far-Field Radiation

M. Protsenko[1]

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

Article info
DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-47-54
Received 10th Jule 2020
Accepted 12th Jule 2021

For citation: Protsenko M. Excitation of the Round Infinite Impedance Cylinder by Internal Extrinsic Current: Far-Field Radiation. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(2):47–54. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-47-54

Abstract: *The paper considers the method of solving the problem of excitation a circular infinite impedance cylinder by means of extrinsic current with an arbitrary spatial orientation. The formal solution of the problem is based on the method of expanding the fields in a complete system of eigenfunctions. Arbitrary distribution of extrinsic currents is taken into account factors excitation. An approximate solution of the problem in the far field is presented. The effect of a dielectric cylinder on the directional diagram of an axial electric dipole is studied.*

Keywords: *cylinder, impedance cylinder, excitation cylinder, cylindrical coordinates, the electromagnetic field, extrinsic current, near field radiation, far-field radiation.*

References

1. Markov G.T., Chaplin A.F. *Excitation of Electromagnetic Waves*. Moscow: Radio i svyaz' Publ.; 1983. 296 p. (in Russ.)
2. Vajnshtejn L.A. *Electromagnetic Waves. Moscow*: Radio i svyaz' Publ.; 1988. 440 p. (in Russ.)
3. Uehjt D.R. *Electromagnetic Radiation From Cylindrical Systems*. Moscow: Sov. Radio Publ.; 1962. 239 p. (in Russ.)
4. Kacenelenbaum B.Z. *High-Frequency Electrodynamics*. Moscow: Nauka Publ.; 1966. 240 p. (in Russ.)
5. Gabrielian D.D., Zvezdina M.Yu., Kostenko P.I. Excitation of the Impedance Surface of the Cylinder by a Longitudinal Electric Dipole. *Journal of Radio Electronics*. 2000;6. (in Russ.) Available from: http://jre.cplire.ru/win/jun00/6/text.html [Accessed 14th July 2021]
6. Gabrielian D.D., Zvezdina M.Yu., Zvezdina Yu.A., Kostenko P.I., Marchenko S.N. Excitation of the Impedance Surface of the Cylinder by a Transverse Electric Dipole. *Journal of Radio Electronics*. 2000;10. (in Russ.) Available from: http://jre.cplire.ru/win/oct00/6/text.html [Accessed 14th July 2021]
7. Gabrielian D.D., Zvezdina M.Yu., Kostenko P.I. Influence of the Impedance Surface of a Circular Cylinder on the Directional Diagram of an Electric Dipole. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2000;45(10):1194–1197. (in Russ.)
8. Kacenelenbaum B.Z. Excitation of Surface Waves by Diffraction by an Impedance Circular Cylinder. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2009;549(3):308–313. (in Russ.)
9. Bichutskaia T.I., Makarov G.I. Dipole Radiators Near a Half-Cylinder. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2010;55(12):1447–1456. (in Russ.)
10. Bichutskaya T.I., Makarov G.I. The Field of Linear Emitters Near the Half-Cylinder. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2010;55(5):517–530. (in Russ.)
11. Bichutskaya T.I., Makarov G.I. Cylindrical Irregularity on a Half-Space and Equivalent Radiators. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2013;58(3):196–202. (in Russ.) DOI:10.7868/S0033849413030030
12. Bichutskaya T.I., Makarov G.I. A Hollow Semicylinder Located On A Perfectly Conducting Plane Near A Filament Radiator. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2015;60(1). (in Russ.) DOI:10.7868/S0033849415010027

Сведения об авторе:

ПРОЦЕНКО Михаил Сергеевич | кандидат технических наук, профессор кафедры радиорелейной, тропосферной и спутниковой связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, protsenkoms@gmail.com

УДК 621.396 DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-55-63

Selection and Justification of a Digital System Broadcasting for the Republic of Angola

V.M.J. Santos[1, 2*]

[1]Ministry of Telecommunications, Information Technology and Social Communication
[2]Lusiada University of Angola
Luanda, Angola
*Адрес для переписки: svirgilio5@gmail.com

Article info
DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-55-63
Received 16th July 2021
Accepted 22nd July 2021

For citation: Santos V.M.J. Selection and Justification of a Digital System Broadcasting for the Republic of Angola. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(3):55–63. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-55-63

Abstract: *In this work we seek to approach the choice of the Republic of Angola for the ISDB-T telebroadcasting system. The experimental results of the ISDB-T digital transmission system in the Republic of Angola are Execelente. Currently, the Japanese terrestrial digital broadcasting system (ISDB-T) is used in 14 countries around the world (Argentina, Bolivia, Brazil, Chile, Costa Rica, Japan, Peru, Paraguay, El Salvador, Uruguay, Honduras, Venezuela, Philippines, Botswana) and 6 more countries (Angola, Maldives, Sri Lanka, Guatemala, Ecuador, Nicaragua) have adopted this system. The study shows that ISDB-T is a system applicable in our country, as even with the transmitter operating at 50% of its maximum power, the signal is received in a large part of the city of Luanda, with failures only in regions far from the center urban. The implementation of a fully digital transmitter that is foreseen, the increase of the transmitter's power, among other changes, may provide better advantages in implementing the ISDB-T in the Republic of Angola. The commitment comes at a time when Angola plans to cover the entire national territory, starting in 2023.*

Keywords: *transmission, digital, frequency, ISDB-T, system, broadcaster, television, Angolan public television.*

INTRODUCTON

There are a large number of digital broadcasting standards in the world today. The recommendations of the International Telecommunications Union BT.1368-13(6/2017), [1, 2, 3, 4] BS.111-6 and BS.1660-(08/2019) present the design characteristics, technical characteristics and network planning of the following transmission systems digital terrestrial broadcasting:

– DVB, known as a European standard for digital TV, it was designed in the 1980s by the consortium, which today has 250 members from 15 countries;

– T-DAB, 174-230 MHz frequency band allocated to it, VHF III;

– ISDB-TSB, on television channels with a width of 6, 7 or 8 MHz for broadcasting broadcast programs, a segment is allocated as one-fourth of the frequency band of a television channel, the frequency band of this segment is of 429 kHz (06/14), 500 (07/14), 571 (08/14); however, this bandwidth must still be selected taking into account the frequency situation in each country;

– DRM (Digital Radio Mondiale), recommended for use in the LF bands (30–300 kHz) in the frequency band 0,1485–0,2855 MHz (long waves, LW), MF (300–3000 kHz) in the frequency bands 0,5265–1,6065 MHz (middle waves, MW) and HF (3–30 MHz). Remember that in the HF band in its different parts for transmission, the frequency bands 3,2–3,640, 4,75–4,995, 5,006–5,06, 5,95–6,2, 7,10–7,30, 9, 50–9,90, 11,65–12,05, 13,6–13,8, 15,10–15,60, 17,55–17,90, 21,45–21, 85, 25,67–26,10 MHz (short wave, HF);

– DRM + [2, 3, 4, 12] (is an extension of the DRM standard), recommended for use in the VHF band (30–300 MHz) in the frequency bands allocated for transmission to mobile and fixed reception (VHF I 65,9–74 MHz, VHF II (87,5–108 MHz), VHF III (174–230 MHz);

– IBOC HD Radio FM, recommended for VHF applications;

– IBOC HD Radio AM [2, 13, 15], recommended for use in the LF, MF, HF bands;

– RAVIS [2, 3, 14, 15], a real-time audiovisual home information system is recommended by the ITU-R for use in the VHF band.

– the ISDB (Integrated Services Digital Broadcasting) system was developed in Japan by the DIBEG

(Digital Broadcasting Experts Groups) consortium with the support of the NHK. Broadcaster the is pointed out by he researchers as the most flexible standard for presenting better answers to mobility and portability needs.

ISDB is an integrated system consisting of three types of services: satellite transmission (ISDB-S), cable transmission (ISDB-C) and terrestrial transmission (ISDB-T). The ISDB terrestrial broadcasting service, in addition to having a version for digital television broadcasting, also features a version for digital audio broadcasting, the Integrated Services Digital Broadcasting – Terrestrial Sound Broadcasting, ISDB-Tsb.

In figure 1, we describe the entire ISDB-T system. The transmission system, BST-OFDM, sets up a transmission band composed of OFDM segments, each with a bandwidth of 6/14 MHz. The transmission parameters can be adjusted individually for each segment, making the channel composition flexible.

In addition, to interface between multiple MPEG-2 transport streams (TSs) and the BST-OFDM (Band-Segmented Transmission Orthogonal Frequency Division Multiplexing) transmission system, these TSs are re-multiplexed into a single TS. In addition, transmission control information, such as channel segment configuration, transmission parameters, etc., is sent to the receiver in the form of a transmission configuration multiplexing (TMCC) control signal [7, 16].

The ISDB-T system features three transmission modes with different carrier intervals to handle a variety of conditions, such as variable guard interval as determined by network configuration and Doppler shift occurring in mobile reception. Table 1 shows us the basic parameters of each mode.

In fact, an OFDM segment corresponds to a frequency spectrum with a bandwidth of 6/14 MHz (about 430 kHz). In Mode 1, a segment consists of 108 carriers, while Modes 2 and 3 have twice and four times that number of carriers, respectively. Broadcasting and television broadcasting employs 13 segments with a transmission bandwidth of about 5,6 MHz. Terrestrial digital audio transmission, on the other hand, uses one or three segments.

A digital signal is transmitted in symbol sets. A symbol consists of 2b in QPSK and DQPSK, 4b in 16QAM, and 6b in 64QAM. Here, the effective length of the symbol is the reciprocal of the carrier interval – this is the condition that prevents carriers in the band from interfering with each other. The guard interval is a time-redundant information section that adds a copy of the last part of a symbol to the symbol's "front porch" in order to absorb interference from multipath delayed waves. Consequently, increasing the guard interval ratio in the signal decreases the information bit rate [7].

TABLE 1. Transmission Parameters for ISDB-T [7, 9, 10, 16]

Transmission Parameter	Mode 1	Mode 2	Mode 3
No. of OFDM Segments	13		
Bandwidth, MHz	5,575	5,573	5,572
Carrier Interval, kHz	3,968	1,984	0,992
№ of Carries	1405	2809	5617
Carrier Modulation	QPSK, 16QAM, 64QAM, DQPSK		
Effective Symbol Length (Tu), μs	252 μs	504 μs	1,008 ms
Guard-Interval Length (Tg)	1/4, 1/8, 1/16, 1/32 of Effective Symbol Length		
№ of Symbols per Frame	204		
Time Interleave	Maximum 4 values: 0, 0,1, 0,2, 0,4 sec		
Frequency Interleave	Intra-Segment and Inter-Segment Interleaving		
Inner Code	Convolutional coding (1/2, 2/3, ¾, 5/6, 7/8)		
Outer Code	RS (204, 188)		
Information Bit Rate, Mbps	3,65–23,23		
Hierarchical Transmission	Maximum 3 Levels (Layer *A*, *B*, and *C*)		

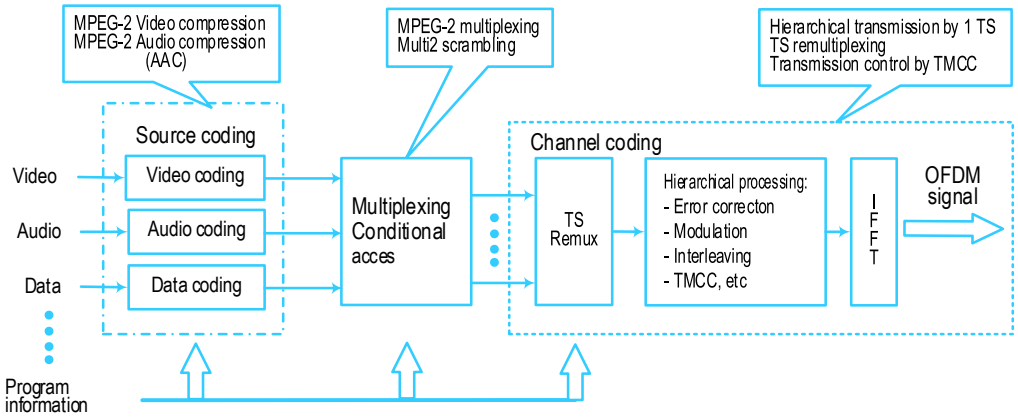


Fig. 1. ISDB-T System Configuration

We will now see that an OFDM frame consists of 204 symbols with guard intervals attached regardless of transmission mode. The duration of the real-time interleaving depends on the parameters set in the digital signal stage and the duration of the guard interval, and the values shown in table 1 for this parameter are therefore approximate values.

Error correction schemes are concatenated codes, namely, Reed – Solomon (204, 188) code for the external code and a convolutional code for the internal code. The information bit rate takes on various values depending on the selected modulation scheme, the internal code coding rate and the guard interval ratio. The range shown in the table reflects the minimum and maximum values for 13 segments [1, 5, 6].

1. ANGOLA CHOSEN THE ISDB-T BROADCASTING SYSTEM

In 2019 Angola signed a two-year agreement with the Republic of Japan, which consists of the development of the master plan including a timetable for migration to new services such as multimedia transmission, acquisition of transmission equipment, among other services.

Under the agreement, the Japanese party guarantees technical support, training of staff inside and outside the country, in addition to technological equipment for the implementation of the process in Angola.

The compromise comes at a time when Angola plans to have coverage throughout the national territory, from 2023 onwards. Digital terrestrial television is part of the modernization of the telecommunications sector, information and social communication technologies in Angola.

In a first phase, it is foreseen the application of 320 thousand Euros per year in the pilot project underway in the provinces of Luanda, Malanje and Cabinda. The purpose of the agreement, the Minister of Telecommunications, Information Technologies and Social Communication Manuel Homem, said that with DTT (Digital Terrestrial Television) the country will be able to transmit content related to the implementation of the distance education program [8].

Currently, the Japanese terrestrial digital broadcasting system is used in 14 countries around the world (Argentina, Bolivia, Brazil, Chile, Costa Rica, Japan, Peru, Paraguay, El Salvador, Uruguay, Honduras, Venezuela, Philippines, Botswana) and 6 more countries (Angola, Maldives, Sri Lanka, Guatemala, Ecuador, Nicaragua) have adopted this system. In figure 2, we show the countries in the world using the ISDB-T system.

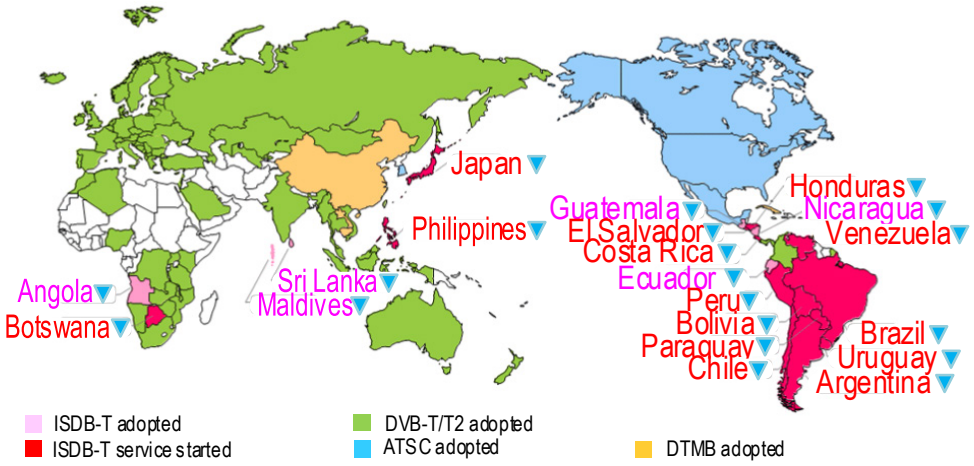


Fig. 2. Countries in the World Using the ISDB-T System

2. IMPLEMENTATION STUDY OF DIGITAL TERRESTRIAL TELEVISION IN ANGOLA

The practical work was carried out in partnership with TPA (Public Television of Angola) technicians, in the transmission Center of Viana and in the transmission center of the Palace of Justice (in the upper city, in Luanda). At the Viana Transmitter Center, the study of analogue terrestrial television transmission was carried out as a basis for the knowledge of digital television transmission. At the Palace of Justice, it was possible to carry out part of the work corresponding to the study of the implementation of digital television in Angola, as well as the study of the signal quality of the ISDB-T system that is currently being tested in the city, from Luanda, Malanje and Cabinda.

2.1. STUDY OF ANALOGUE TELEVISION IN ANGOLA

In Angola, the PAL system (for analogue television), standard I, is currently used with the following characteristics: 625 lines, 50 Hz frame frequency, with 25 frames per second, with 8 MHZ channels, with negative AM-VSB modulation.

For transmitter, analog transmitters from a Spanish company BTESA are used, under the supervision of national technicians. TPA has several broadcasting centers spread over several parts of the country and each one of them operates in a specific channel in the VHF or

UHF bands. In Luanda there are three Transmission Centers for analogue broadcasting (in Viana, in Prenda – Lote 22 and in the upper city – Palace of Justice) of which one also operates with digital broadcasts (Palace of Justice). The signal is generated and edited in TPA's studios (near the Ministries) and after it is ready for broadcast, it is transmitted by microwave and via satellite, simultaneously, to the transmitting centers. The issue in two media is due to the possibility of failure in one of them. At the transmitter center, the received signal is monitored and sent to the transmitter (composed of image processor, audio and video modulator, up-converter, pre-amplifier and Study of the implementation of Digital Television at TPA (Luanda – Angola), In figure 3, we show the power amplifier which after signal adequacy sends the signal from the antenna that radiates it into space [9, 10].

Fig. 3. The power amplifier in Angola Public Television Broadcaster (TPA)

Due to the curvature of the earth, the television signal has a range limitation, so there must be several transmitter centers or several repeaters to cover a larger area. TPA, covering the province of Luanda, has three issuing centers (Viana, Prenda and Palace of Justice – High City).

To carry out the study of the operation of the transmitter, the GST (Test Signal Generator), Audio Generator, BTESA Analog Television Transmitter, fictitious antenna, oscilloscope and receiver (television) were used.

The Test Signal Generator replaces the real source of the image (in this case the camera), generating a test image (at our choice). Audio signal is obtained from the audio generator. The two signals are injected into the transmitter where the basic parameters are set. This signal is emitted by a dummy antenna (which emits in a very short space, about 10 to 15 meters). Through the receiver (television) we can check if the emitter is working correctly or not.

The oscilloscope is used to check the electrical signal (composite video signal) that is generated by the GST and the various parameters of the same signal, such as carrier, envelope, period of each line, line frequency, etc. Based on this experiment, it allowed us to study the operation of analogue television in Angola. In figure 4, show Image Generated by GST (left) and Electrical Signal of Two Lines of it, Seen in Oscilloscope (Right, Below).

Fig. 4. Image Generated by GST (left) and Electrical Signal of Two Lines of it, Seen in Oscilloscope (Right, Below)

2.2. IMPLEMENTATION OF THE ISDB-T SYSTEM IN ANGOLA ADAPTED TO AN 8 MHZ BAND

At the regional conference of the International Telecommunication Union held in Geneva in 2006, June 2015 was set as the official date for the end of the broadcast of Analog Television. At the SADC (Southern African Development Community) level, 2013 and 2014 were envisaged as a preparatory phase for migration.

The transition from analogue to digital television systems, established by the ITU-R Regional Radio Communications Conference in Geneva in 2006 (RRC-06), was to be completed in June 2015 [5, 6]. However, due to various reasons (organizational, economic, technical and pandemic), this period was later postponed to 2020 [9]. At the level of the Southern African Development Community (SADC) 2013 and 2014 were envisaged as a preparatory phase for migration.

After 11 years, tests for digitization in Angola were restarted, with a group of technicians from the Ministry of Telecommunications, Information Technologies and Social Communication (MINTTICS) in cooperation with a group of Japanese technicians, at the time to study of the implementation of the ISDB-T System with the changes made by the Brazilians, adapted for a band of 8 MHz. The tests were carried out first for a band of 6 MHz [8, 9].

Currently, the ISDB-T (Japanese) system is being tested, adapted for an 8 MHz band, working only with the broadcast of Channel 1 Public Television of Angola 1 (TPA 1) in SD (Standard Definition), a test broadcast in HD and emission of channel 1 in LD (low definition, for mobile reception).

The ISDB-T transmission that is being used in the transmitter center is represented in the following figure 5, composed by: GPS Locator (Epsilon Clock 22 Serie), Multi-tiplexer (NEC MX-1500), Encoders and decoders (NEC VC-710 audio, and NEC MF712/NOIF video, VD-7300 and VC-7301), BlackBox – SD/HD/LD Converter (EDIROL VC-300HD) and Exciter or Modulator (NEC DM-300).

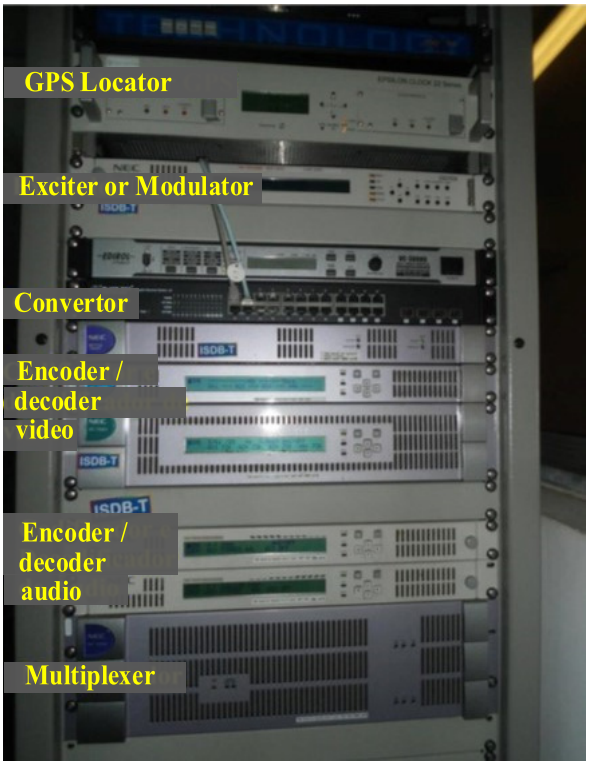


Fig. 5. Adapted Digital Broadcaster in Use in Public Television of Angola

This digital transmission is adapted to an analog amplifier which in turn is connected to the radiant system. In figure 6, show the connecting the Digital Transmitter to the Analogue Amplifier.

Fig. 6. Connecting the Digital Transmitter to the Analogue Amplifier

In addition, a multiplexer block is connected to a computer that has appropriate software to send interactivity information (News, Weather, E-Gov, etc.).

Any citizen with a receiver suitable for the ISDB-T system can now access Digital TV content from a television or via mobile phone. But it is not advisable to replace analogue devices because there is still no definition on which digital television system will be adopted in Angola, although there is a high probability of adoption of the ISDB.

In cell phone reception, in addition to the television images, the receiver (user) also has the possibility of accessing a set of data, such as: News, Weather, E-Gov, E-Hosp., E-Ed, which they are internet pages with some information of collective interest. For now, these pages are also just test pages that are issued by a computer that is connected to the digital sender.

A very important innovation of ISDB is the Channel segmentation. In analogue broadcasts, a transmitter is required to transmit the information of each program. Therefore, to broadcast the contents of TPA 1 and TPA 2, two broadcasters are needed in each broadcasting center. In digital television, fundamentally in ISDB, as it is possible in a width of 8 MHz to transmit several programs simultaneously, so each channel is divided into several segments, each one destined to transmit one or a part of a program. Usually, the channel is divided into 13 segments, and the broadcasts of TPA1 in SD, Test Channel in HD and TPA1 in LD are made from the same transmitter [12].

Another innovation in digital television in Angola is the MPEG-4 compressor. The test broadcast no longer uses the traditional MPEG-2, which appears in the theoretical description of the systems. In this broadcast, compression is done by MPEG-4, which has a higher quality than MPEG-2 and a relatively lower compression rate, but suitable for television broadcasts.

The digital terrestrial television broadcast in Luanda is already on the air, in an experimental phase, on channel 31. The difference in image quality between analogue and digital transmission can go unnoticed for a superficial observation. In figure 7, show Image of analogue (left) and Digital (Right)

Fig. 7. Image of Analogue Broadcast (Left) and Digital Broadcast (Right)

More on receivers with larger screens or even with a closer look it is possible to notice the differences. In figure 8, show the differences Image of analogue (left) and Digital (Right)

Fig. 8. Image of Analogue Broadcast [11, 12] **(Left) and Digital Broadcast (Right)**

3. SIGNAL QUALITY OF THE EXPERIMENTAL DIGITAL TV BROADCASTER IN LUANDA

The objective of the study was to verify the quality of the signal transmitted by the experimental digital television transmitter located at the Center for Transmission of the Palace of Justice. The work was based on traveling around the city, and at various points, strategically defined, stopping and checking the quality of reception of the digital signal at that point. The team was accompanied by a system for fixed reception, consisting of a radio frequency reception antenna (Yagi antenna, in common use), a set-top-box, a television, an NTT how mobile phone (with capacity to receive the ISDB-T), GPS Receiver and Spectrum Analyzer [7, 9]. In figure 9, show the electric field strength as a function of distance from the transmitter. In the figure 10, we show the TPA signal reception from a Mobile Phone.

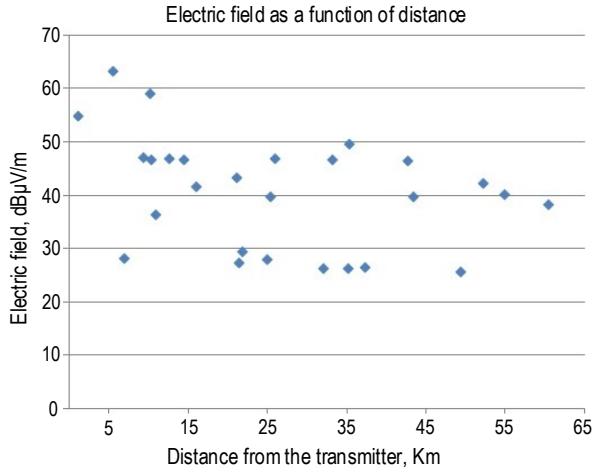


Fig. 9. Electric Field Strength as a Function of Distance from the transmitter

In each of the chosen locations, the system for fixed reception is set up (Television, antenna and set-top-box) and the two receivers are connected (Television and Mobile). With them, quality is observed. Good quality was considered for the areas where images are received without flaws. The areas where the signal with pixelation is received (images with macroblocks, microblocks or distorted pixels) were considered as poor quality.

Fig. 10. TPA Signal Reception from a Mobile Phone

With the GPS receiver, we found the geographic coordinates of the place where we were and from there, introducing the coordinates of the transmitter (identified in the table by TX), we determined the distance between the transmitter and the point under study. We measured, through the spectrum analyzer, the intensity of the electric field at these points and analyzed the quality of reception from a television and from a mobile phone. The results of this field study are presented in the table below. We can relate the electric field strength to the distance from the following graph.

The theory leads us to the idea that signal strength depends on distance.

And this is true, and we observe in the graph, because for points farther away from the transmitter, a weaker signal is observed. But, with this work we can also prove that the range of the television signal, digital in this case, does not depend solely on distance. It also depends a lot on some aspects related to the issuer itself. It was observed that for reception with fixed TV, at the highest points, with an altitude of around 140 m, the signal reception presents good quality in a radius of 20 km with a field strength of about 27 dBμV/m and at points with altitude 100 m reception is good in a radius of approximately 35 km with a field strength of about 39 dBμV/m. As for mobile reception, these radii are relatively small. For exemples are the areas avenue of LAC, SHOPRITE, Comarca, Viana, Morro, Luz, Futungo the Belas, Praça do Benfica, Santoiro, Vidrul, Vila do Cacuaco, Panguila, etc. At distances greater than these, the field strength is less and the signal quality is poor. Examples are the following areas: Bar of Dande, Porto Kipiri, Bar of Kwanza, Ramiros, Zango 4, Km 30 (catete road), etc. In the table 2 show ISDB-T signal quality study in Luanda.

It was noticed a lot of difficulty in receiving the signal at very high points, which, from now on, raises the hypothesis that the location of the emitter and the radiation diagram of the transmitting antenna have an influence on the results.

TABLE 2. ISDB-T Signal Quality Study in Luanda

N	Data	Location	Geographical Coordinates		Elevation, m	Time	Field Intensity, dBμV/m	Quality		Distancefor the TX, km
			Latitude-S	Longitude-E				Fixed TV	Mobile TV	
1	07-05-13	Largo da Lac	849475	13 1410 1	75	9:30	55,00	Good	Good	1
2	"	Shoprite	8505101	13 1653 1	90	10:30	28,34	Good	Very Bad	6,72
3	"	Robaldina	85245	13 185 4	128	11:10	36,40	Good	Good	10,69
4	"	Comarca	853359	13 2118 4	103	11:30	29,66	Good	Good	21,27
5	"	Capalanca	85537	13 2337 6	154	12:00	27,37	Very Bad	Very Bad	21,27
6	"	Zango 4	94252	13 25 4 6	157	14:10	26,35	No signal	No signal	35,00
7	"	Km 30	858138	13 2826 3	164	14:42	26,37	No signal	No signal	31,85
8	"	N. Aeoroporto	900274	13 3147 9	171	15:22	26,63	No signal	No signal	37,2
9	"	D. Catete	93501	13 360 8	167	15:40	25,77	No signal	No signal	49,15
10	"	Zango 0	858514	13 233 8	157	14:10	28,08	Very Bad	Very Bad	24,76
11	06-05-13	Sonangol	8 5155 2	13 12 10 2	21	10:07	59,25	Good	Good	10
12	"	Morro da Luz	84 914 8	13 13 38 4	29	10:25	63,30	Good	Good	5,4
13	"	E. Mussulo	84 914 6	13 13 38 6	16	10:42	47,18	Good	Good	9,1
14	"	F. Belas	85 456 4	13 10 2 2	41	11:00	47,05	Good	Good	12,47
15	"	Praça Benfica	8 5552 4	13 94 1 9	21	11:20	46,75	Good	Good	14,27
16	"	Km 30	9 0269	13 05 10 4	67	11:50	47,10	Good	Very Bad	25,83
17	"	Ramiros	9 332 6	13 02 49 6	21	12:20	46,75	Very Bad	Very Bad	32,98
18	"	Barra Km 50	9 332 7	13 256 8	64	12:50	46,54	Very Bad	Very Bad	42,6
19	"	Barra Kawza	91 83 1	13 813 8	84	13:30	40,25	No signal	No signal	54,8
20	09-05-13	Dimuca	8 4758 7	13 16 29 6	62	10:30	42,31	Good	Good	52

CONCLUSION

1) The evolution of humanity has always been guided by the search for innovations and the improvement of existing techniques. The emergence of Digital TV is another example of a major investment in technological development. Digital Television presents itself as an evolution of analogy television, bringing a great amount of improvements from interactivity, data transmission, improvement in image quality, possibility of transmitting several programs on the same channel, etc.

2) The Japanese system, ISDB, is often presented as an improved version of DVB, as it has many similar features, but with the addition of others. Its main weapons are channel segmentation, which enables and facilitates multiprogramming, as well as the possibility of integrating media such as cell phones and other mobile receivers into its platform.

Angola and other countries, under the guidance of the ITU, should adopt one of the digital television systems by 2015. Our country is taking steps to achieve these goals. Currently, the ISDB system is in experimental issue. This broadcast is still a Study of the implementation of Digital Television in TPA (Luanda, Angola) experimental, but there are already several indications that this system could be adopted by Angola.

3) The switch from analog television to digital television, although advantageous, will present, on the part of users, a series of difficulties, fundamentally financial, to acquire the new digital television receivers, as well as on the part of broadcasters, it will entail costs related to the modification of broadcasting stations. As a solution to minimize the problem on the user's part, there are set-top-boxes with signal outputs for digital receivers and for analog televisions. Angola and other countries, under the guidance of the ITU, should adopt one of the digital television systems by 2015. Our country is taking steps to achieve these goals. Currently, the ISDB system is in experimental issue. This broadcast is still a Study of the implementation of Digital Television in TPA (Luanda – Angola) experimental, but there are already several indications that this system could be adopted by Angola.

4) The change from analog television to digital television, although advantageous, will present, on the part of users, a series of difficulties, fundamentally financial, to acquire the new digital television receivers, as well as on the part of broadcasters, it will entail costs related to the modification of broadcasting stations. As a solution to minimize the problem on the user's part, there are set-top-boxes with signal outputs for digital receivers and for analog televisions.

5) The study shows that the ISDB-T is a system applicable to our city, as even with the transmitter operating at 50 % of its maximum power, the signal is received in a large part of the city of Luanda, with failures only occurring in very distant regions from the urban center. The implementation of a fully digital transmitter that is foreseen, the increase of the transmitter's power, among other changes, may provide better guarantees of the advantages of implementing the ISDB-T in Angola.

References

1. ITU-R BT.1368-13 (06/2017) *Planning Criteria, Including Protection Ratios, for Digital Terrestrial Television Services in the VHF/UHF bands*.
2. ITU-R BS.1660-8 (06/2019) *Technical Basis for Planning of Terrestrial Digital Sound Broadcasting in the VHF band*.
3. ITU-R BS.1116-3 (02/2015) *Methods for the Subjective Assessment of Small Impairments in Audio Systems*.
4. Kovalgin Y.A., Virgilio S. Current State and Development Trends of Digital Television and Radio Broadcasting in the World. *Information and Space.* 2017;2:11–24. (in Russ.)
5. *DiBEG*. ISDB-T Adopting Countries. Available from: https://www.dibeg.org/world/world.html [Accessed 15th July 2021]
6. Bueno E.S., Bedicks G., Akamine C., Horta E.L. Results of Field Tests of the ISDB-T System at 8 MHz in Botswana. *Set International Journal of Broadcast Engineering*. 2015;1. DOI:10.18580/setijbe.2015.10
7. Akamine C., Iano Y. Simulation Software for the ISDB-T Modulation System. *Set International Journal of Broadcast Engineering*. 2015;1. DOI:10.18580/setijbe.2015.3
8. Public Finance Information and Communication Technology Service (in Portuguese). Available from: https://setic.minfin.gov.ao/PortalSETIC/#!/sala-deimprensa/noticias/9103/angola-perspectiva-ter-televisao-digital-terrestre-ate-2023 [Accessed 1st July 2021]
9. Anselmo G. *Study of the Implementation of Digital Television at Tpa (Luanda – Angola)*. Luanda: Agostinho Neto University Publ.; 2013. 141 p. (in Portuguese)
10. *ISDBT-T Standards of Botswana*. Botswana Communications Regulatory Authority, 2015.
11. ITU-R BT.500-14 (10/2019) *Methodologies for the Subjective Assessment of the Quality of Television Images*.
12. Report ITU-R BS.2214-5 (10/2020) *Planning Parameters for Terrestrial Digital Sound Broadcasting Systems in VHF bands*.
13. *Innovation, Science and Economic Development Canada.* Spectrum Management and Telecommunications Broadcasting Circular. Experimental Operation of In-Band On-Channel (IBOC) Digital Radio in the FM Broadcasting Band. August 2018. Available from: https://www.ic.gc.ca/eic/site/smt-gst.nsf/vwapj/BC-21-I2-EN.pdf/$file/BC-21-I2-EN.pdf [Accessed 15th July 2021]
14. *Russian innovation in the telecommunication sector.* Digital terrestrial sound and multimedia broadcasting system for VHF frequency bands RAVIS (Real-time Audio Visual Information System). September 2018. Available from: http://ravis-radio.ru/en/materialy/prezentatsii/RAVIS_sept_2018.pdf [Accessed 15th July 2021]
15. NRSC-5-D (04/2017) *In-band/on-channel Digital Radio Broadcasting Standard*.
16. ITU.R *Handbook on Digital Terrestrial Television Broadcasting Networks and Systems Implementation*. 2016

* * *

Выбор и обоснование цифровой системы телерадиовещания для Республики Ангола

В.М.Ж. Сантуш[1, 2]

[1]Министерство телекоммуникаций, информационных технологий связи и коммуникации
[2]Университет Лузиада,
Луанда, Ангола

Информация о статье
Поступила в редакцию 16.07.2021
Принята к публикации 22.07.2021

Ссылка для цитирования: Сантуш В.М.Ж. Выбор и обоснование цифровой системы телерадиовещания для Республики Ангола // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 3. С. 55–63. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-55-63

Аннотация: *В данной работе рассматривается выбор для Республики Ангола системы телерадиовещания ISDB-T. Обобщены результаты экспериментального цифрового телерадиовещания в формате ISDB-T в Республике Ангола. В настоящее время японская система наземного цифрового телерадиовещания*

(ISDB-T) используется в 14 странах мира, таких как Аргентина, Боливия, Бразилия, Чили, Коста-Рика, Япония, Перу, Парагвай, Сальвадор, Уругвай, Гондурас, Венесуэла, Филиппины, Ботсвана, еще 6 стран, а именно: Ангола, Мальдивы, Шри-Ланка, Гватемала, Эквадор, Никарагуа приняли эту систему. Исследования показывают, что ISDB-T является системой, применимой в нашей стране, так как даже при работе передатчика на 50 % от его максимальной мощности сигнал принимается в большей части города Луанда, причем с ошибками только в регионах, далеких от центра городской застройки. Увеличение мощности ISDB-T-передатчика, которое предусмотрено, и ряд других изменений может обеспечить уверенный прием программ телерадиовещаня в Республике Ангола. Республика Ангола планирует охватить всю национальную территорию страны цифровым телерадиовещанием, начиная с 2023 года.

Ключевые слова: *цифровая передача, система ISDB-T в Республике Ангола, общественное телевидение Анголы.*

Список используемых источников

1. ITU-R BT.1368-13 (06/2017) Planning Criteria, Including Protection Ratios, for Digital Terrestrial Television Services in the VHF/UHF bands.
2. ITU-R BS.1660-8(06/2019) Technical Basis for Planning of Terrestrial Digital Sound Broadcasting in the VHF band.
3. ITU-R BS.1116-3 (02/2015) Methods for the Subjective Assessment of Small Impairments in Audio Systems.
4. Ковалгин Ю.А., Сантуш В.М.Ж.Л. Современное состояние и тенденции развития цифрового телевидения и радиовещания в мире // Информация и космос. 2017. № 2. 11–24.
5. ISDB-T Adopting Countries // DiBEG. URL: https://www.dibeg.org/world/world.html [Accessed 15th July 2021]
6. Bueno E.S., Bedicks G., Akamine C., Horta E.L. Results of Field Tests of the ISDB-T System at 8 MHz in Botswana // Set International Journal of Broadcast Engineering. 2015. Vol. 1. DOI:10.18580/setijbe.2015.10
7. Akamine C., Iano Y. Simulation Software for the ISDB-T Modulation System // Set International Journal of Broadcast Engineering. 2015. Vol. 1. DOI:10.18580/setijbe.2015.3
8. Serviço de Tecnologia de Informação e Comunicação das Finanças Públicas. URL: https://setic.minfin.gov.ao/PortalSETIC/#!/sala-deimprensa/noticias/9103/angola-perspectiva-ter-televisao-digital-terrestre-ate-2023 [Accessed 1st July 2021]
9. Anselmo G. Estudo da Implementação da Televisão Digital na Tpa (Luanda – Angola). Luanda: Universidade Agostinho Neto, 2013. 141 p.
10. ISDBT-T Standards of Botswana. Botswana Communications Regulatory Authority, 2015.
11. ITU-R BT.500-14(10/2019) *Methodologies for the Subjective Assessment of the Quality of Television Images*.
12. Report ITU-R BS.2214-5 (10/2020) Planning Parameters for Terrestrial Digital Sound Broadcasting Systems in VHF bands.
13. Spectrum Management and Telecommunications Broadcasting Circular. Experimental Operation of In-Band On-Channel (IBOC) Digital Radio in the FM Broadcasting Band // Innovation, Science and Economic Development Canada. August 2018. URL: https://www.ic.gc.ca/eic/site/smt-gst.nsf/vwapj/BC-21-I2-EN.pdf/$file/BC-21-I2-EN.pdf [Accessed 15th July 2021]
14. Digital terrestrial sound and multimedia broadcasting system for VHF frequency bands RAVIS (Real-time Audio Visual Information System) // Russian innovation in the telecommunication sector. September 2018. URL: http://ravis-radio.ru/en/materialy/prezentatsii/RAVIS_sept_2018.pdf [Accessed 15th July 2021]
15. NRSC-5-D (04/2017) In-band/on-channel Digital Radio Broadcasting Standard.
16. ITU.R Handbook on Digital Terrestrial Television Broadcasting Networks and Systems Implementation. 2016

Сведения об авторе:

САНТУШ Виржилио Матеуш Жоао — кандидат технических наук, заместитель начальника отдела космических наук и прикладных исследований Министерства телекоммуникаций, информационных технологий связи и коммуникации Республики Ангола, преподаватель университета Лузиада (Ангола), svirgilio5@gmail.com

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3

УДК 004.056 DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-65-72

Модель состояний субъектов критической информационной инфраструктуры при деструктивных воздействиях в статичном режиме

Е.А. Максимова[1]*

[1]МИРЭА – Российский технологический университет,
Москва, 119454, Российская Федерация
*Адрес для переписки: maksimova@mirea.ru

Информация о статье
Поступила в редакцию 02.09.2021
Принята к публикации 24.09.2021

Ссылка для цитирования: Максимова Е.А. Модель состояний субъектов критической информационной инфраструктуры при деструктивных воздействиях в статичном режиме // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 3. С. 65–72. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-65-72

Аннотация: *С введением Федерального закона Российской Федерации от 26.07.2017 № 187-ФЗ «О безопасности критической информационной инфраструктуры в Российской Федерации» определился класс задач, требующих новых подходов. Это связано с решением не только практических проблем при введении данного закона, но и с разработкой его научно-методического сопровождения, являющегося одной из задач регуляторов. Основная проблема регулятивного характера при обеспечении безопасности критической информационной инфраструктуры (КИИ), на взгляд автора, связана с отсутствием системного подхода как методологической базы при разработке требований к развитию КИИ. Это приводит к грубым ошибкам и погрешностям в ходе принятия управленческих решений, следовательно, к увеличению рисков информационной безопасности. При рассмотрении субъекта КИИ как системы возникает необходимость исследования межобъектных взаимосвязей, как источников деструктивных воздействий, способных привести к эффекту инфраструктурного деструктивизма, т. е. к саморазрушению инфраструктуры. Для этого на начальном этапе предлагается построить модель состояний субъектов КИИ в статичном режиме. В ходе работы с данной моделью возможно прогнозирование развития ситуации саморазрушения инфраструктуры субъекта КИИ в условиях неопределенности.*

Ключевые слова: *информационная безопасность, субъект критической информационной инфраструктуры, антропоморфизм, деструктивные воздействия, межобъектные взаимосвязи, статичная модель, когнитивная карта.*

Введение

Ключевые изменения в научно-технологической и экономической сферах жизни, приоритетность использования информационных технологий резко изменили отношения между инфраструктурами. Как результат – создание более взаимосвязанных и сложных инфраструктур с, как правило, большей централизацией управления. Данная ситуация сопровождается актуализацией задач, связанных с выявлением и анализом взаимозависимостей между ними [1, 2].

Критическая информационная инфраструктура (КИИ) – один из видов инфраструктур. Безопасность КИИ РФ на сегодня – одна из «болевых точек» в сфере информационной безопасности (ИБ), затрагивающая практически все сферы жизнедеятельности социума. Ее сопровождение выполняется на регулятивной основе в динамике, т. е. с постоянным введением новых нормативно-правовых актов и методических документов. Тем не менее, основная проблема, на взгляд автора, связана с отсутствием системного подхода, как методологической базы при разработке требований регуляторов к развитию КИИ.

Постановка проблемы

Регулятивной особенностью и гипотетическим противоречием предметной области является введение собственно понятия «субъект КИИ». Так, согласно Федеральному закону РФ от 26.07.2017 № 187-ФЗ «О безопасности критической информа-

ционной инфраструктуры Российской Федерации» под субъектом КИИ понимается юридическое лицо – собственник объектов КИИ. Объекты КИИ – информационные системы, информационно-телекоммуникационные сети, автоматизированные системы управления – самостоятельные единицы, функционирующие в рамках КИИ. Здесь понятие «субъект КИИ» не представляется как система.

Важно отметить, что на регулятивном уровне обозначена необходимость подачи сведений о взаимосвязях между объектами КИИ при предоставлении данных на категорирование (Постановление Правительства РФ от 8.02.2018 № 127 «Об утверждении Правил категорирования объектов критической информационной инфраструктуры Российской Федерации, а также перечня показателей критериев значимости объектов критической информационной инфраструктуры Российской Федерации и их значений»). Однако методического сопровождения ее реализации в настоящее время не разработано. Не рассматривается субъект КИИ (да и КИИ в целом) как система и в документах регуляторов ИБ.

Кроме того, неоднозначным, с точки зрения системного подхода, является само понятие КИИ. С одной стороны, КИИ можно рассматривать как совокупность объектов, и тогда в ее структуре наблюдается горизонтальная иерархия (по видам объектов). С другой – как совокупность субъектов; тогда прослеживается вертикально-иерархическая структура. Обозначенное противоречие приводит к значительным погрешностям в оценке безопасности и эффективности функционирования КИИ на всех уровнях, к грубым ошибкам в ходе принятия управленческих решений, следовательно, к увеличению рисков ее ИБ.

Условия для построения модели состояний субъектов КИИ

В качестве методологической базы исследования предлагается использовать системный подход, т. е. будем рассматривать субъект КИИ как систему взаимодействующих объектов, а также средств их взаимосвязи, находящихся в собственности данного субъекта. Исходя из специфики архитектуры КИИ, можно говорить о нескольких вариантах «пространственных срезов», в рамках которых возможно построение модели состояний субъектов КИИ. Для большей конкретизации определим в качестве рабочего среза уровень субъектов КИИ, как структурных составляющих и самостоятельных системных единиц КИИ.

В рамках декларируемых положений возможно решение задачи исследования взаимосвязей в КИИ как системы. Однако они представляют собой сложный объект для задачи анализа; ее решение на начальном этапе возможно при обозначении измерений таксономии, которые создают их основные аспекты. К примеру, это типы взаимосвязей, характеристики инфраструктуры, инфраструктурная среда, поведение связывания и реагирования, типы инфраструктурных эффектов, приводящие к деструктивным (разрушающим) воздействиям.

Классификация видов межобъектных связей на субъекте КИИ

В ходе исследования субъект КИИ рассматривается как сложноструктурированная система, функционирующая под влиянием большого количества факторов. В качестве наиболее оптимального метода работы с данными системами определены метод когнитивного моделирования и сценарный подход [3–7] (которые и будут использоваться при разработке модели состояний субъектов КИИ при деструктивных воздействиях в статичном режиме).

С целью формирования чувствительной, с точки зрения рассмотрения полного спектра вариантов межобъектного взаимодействия на субъекте КИИ классификации, использовался антропоморфический подход, который при решении проблем ИБ впервые был применен в исследованиях проф. М.В. Буйневича и К.Е. Израилова [8, 9], где ими были выделены 9 антропоморфических типов взаимодействий уязвимостей: облигативный и факультативный симбиоз, комменсализм, паразитизм, , хищничество, нейтрализм, аменсализм, аллелопатия и конкуренция.

Данная классификация, на взгляд автора, является наиболее «чувствительной» и наиболее полно отражающей всевозможные варианты межобъектного взаимодействия в КИИ. Использование данного подхода позволяет обосновать возникающий в субъекте КИИ синергетический эффект и определить момент появления «точки бифуркации» [10].

Представим возможные формы симбиоза и антибиоз применительно к исследованию КИИ на уровне взаимодействия между ее элементами. Так, под облигативным симбиозом будем понимать форму симбиоза, при которой объекты КИИ не могут функционировать друг без друга. Разновидностью облигативного симбиоза является:

– мутуализм – форма облигативного взаимовыгодного функционирования двух и более объектов КИИ, при котором взаимовыгодная помощь необходима, так как объекты взаимозависимы друг от друга;

– факультативный симбиоз (протокооперация) – форма симбиоза, когда совместное существование для объектов КИИ выгодно, но необязательно;

– комменсализм – форма симбиоза, при которой один объект КИИ извлекает пользу от взаимоотношения, а другой не получает ни пользы, ни вреда;

– нейтрализм – форма симбиоза, при которой объекты КИИ не оказывают взаимного воздействия.

Обозначим формы реализации антибиоза на КИИ:

– аменсализм – форма антибиоза, при которой один объект КИИ отрицательно влияет на другой, но сам не испытывает ни отрицательного, ни положительного влияния;

– аллелопатия – форма антибиоза, при которой объекты КИИ оказывают взаимно вредное влияние друг на друга, обусловленное их функциональными параметрами;

– конкуренция – форма антибиоза, при которой два объекта КИИ являются по своей сути инфраструктурными «врагами».

Режимы функционирования субъекта КИИ

Построение и исследование моделей состояний субъектов КИИ при деструктивных воздействиях можно рассматривать в статичном и динамичном режимах; данные режимы определены, исходя из инфраструктурной механики субъекта КИИ.

Так, в статичном режиме функционирование субъекта КИИ S происходит при устоявшейся инфраструктуре: изменения состояний субъекта КИИ осуществляется при постоянном количественно/качественном его составе на инфраструктурном уровне, т. е. при условии неизменности во времени следующих системных характеристик:

– $N_s(O_i)$ – количество объектов КИИ:

$$\frac{dN_S(O_i)}{dt} = 0; \quad (1)$$

– $SYS_S(O_i, O_j)$ – система межобъектных взаимосвязей на уровне рассматриваемого субъекта КИИ:

$$\frac{dSYS_S(O_i, O_j)}{dt} = 0; \quad (2)$$

– $SYS_{<s_k, s_l>}(O_i, O_j)$ – система межобъектных взаимосвязей на уровне межсубъектного взаимодействия:

$$\frac{dSYS_{<s_k, s_l>}(O_i, O_j)}{dt} = 0. \quad (3)$$

Таким образом, статичный режим субъекта КИИ описывается системой дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \frac{dN_s(O_i)}{dt} = 0, \\ \frac{dSYS_S(O_i, O_j)}{dt} = 0, \\ \frac{dSYS_{<s_k, s_l>}(O_i, O_j)}{dt} = 0. \end{cases}$$

Субъект КИИ как система перейдет в динамичный режим, как только условие (1) будет нарушено. При этом условия (2) и (3) могут быть либо нарушены, либо останутся в исходном состоянии.

При моделировании состояний субъектов КИИ при деструктивных воздействиях в статичном режиме (далее – статичная модель) основной проблемный вопрос будет определяться исследованием видов межобъектных связей (МОС), влияющих на состояния системы. В качестве показателя последних примем функциональность субъекта КИИ $F(S)$, под которой будем понимать интегративный показатель, отражающий возможность реализации субъектом КИИ, как системой, его функций. При большей детализации, аналогично вводим понятие функциональности объекта КИИ $-F(O_i)$. В контексте построения статичной модели данный показатель определим в качестве концептов нечеткой когнитивной модели.

Методика и дискуссия

Для построения статичной модели, исходя из введенных определений видов МОС на субъекте КИИ, представим базовые модели второго порядка; порядок модели определяется по количеству объектов – структурных элементов субъектов КИИ.

Для разработки базовых моделей выстроим матрицы смежности межобъектных влияний. Так как в базовых моделях в структуре субъекта КИИ рассматривается 2 объекта, то матрицы будут иметь второй порядок. На пересечении строк и столбцов матриц будут располагаться количественные значения степеней межобъектного влияния R_{ij} – условная величина влияния объекта O_i на объект O_j.

Учитывая то, что МОС могут носить биполярный характер, то степень межобъектного влияния имеет знак «+» при положительном воздействии, т.е. когда увеличение значения концепта $F(Oi)$ приводит к увеличению значения концепта $F(Oj)$, знак «–» – в противном случае. Для получения количественной оценки и удобства работы с экспертами, сформирована шкала соответствия качественной и количественной оценок влияния МОС на объект КИИ, которая работает также на уровне биполярности концептов: «очень слабое» – 0,1; «умеренное» – 0,3; «существенное» – 0,5; «сильное» – 0,7; «очень сильное» – 1,0.

Значения элементов базовых матриц смежности МОС задаются по следующему правилу:

$$R_{ij} = \begin{cases} 0, \text{если } i = j \\ R_{ij}, \text{если } i \neq j \end{cases},$$

где $R_{ij} \in [-1, +1]$.

Статичную модель будем рассматривать в двух приближениях; в обеих структурах системы остается неизменной, и исследуются базовые модели. В первом – на предмет определения типа МОС как деструктивного воздействия инфраструктурного характера. Во втором – на предмет определения типа межобъектной связи как деструктивного воздействия инфраструктурного характера при активизации объектов. Здесь под активизацией объектов понимается ситуация, в которой выполнено изменение силы влияния объекта.

Статичную модель второго порядка в первом приближении представим в виде когнитивной модели оценки взаимной сложности в субъекте КИИ. В зависимости от вида МОС, где вид влияет на наличие соответствующей связи в когнитивной карте, все базовые модели представим тремя концептами (вершинами):

– «Оценка функциональности субъекта КИИ» $F(S)$ (целевая вершина);

– O_1М, O_2М – влияние соответственно объекта O_1 и O_2 для модели типа «М» (М – условный номер).

Эксперимент

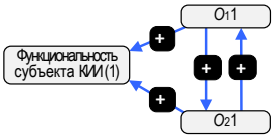
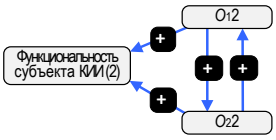
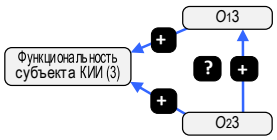
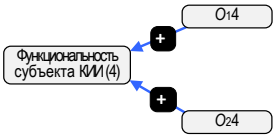
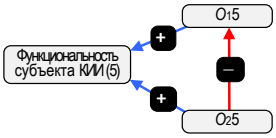
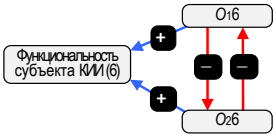
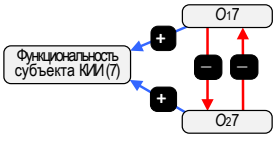
С целью выявления типов МОС в качестве деструктивных воздействий инфраструктурного характера проведены экспериментальные исследования с базовыми статичными моделями. Для разработки и исследования статичной модели в первом приближении использовалась нотация и инструментальные средства системы Mind Modeler [11]. В ходе эксперимента структура субъекта КИИ оставалась неизменной; менялся только тип связи и количественная оценка степени влияния концептов – $F(O_1\text{М})$ и $F(O_2\text{М})$.

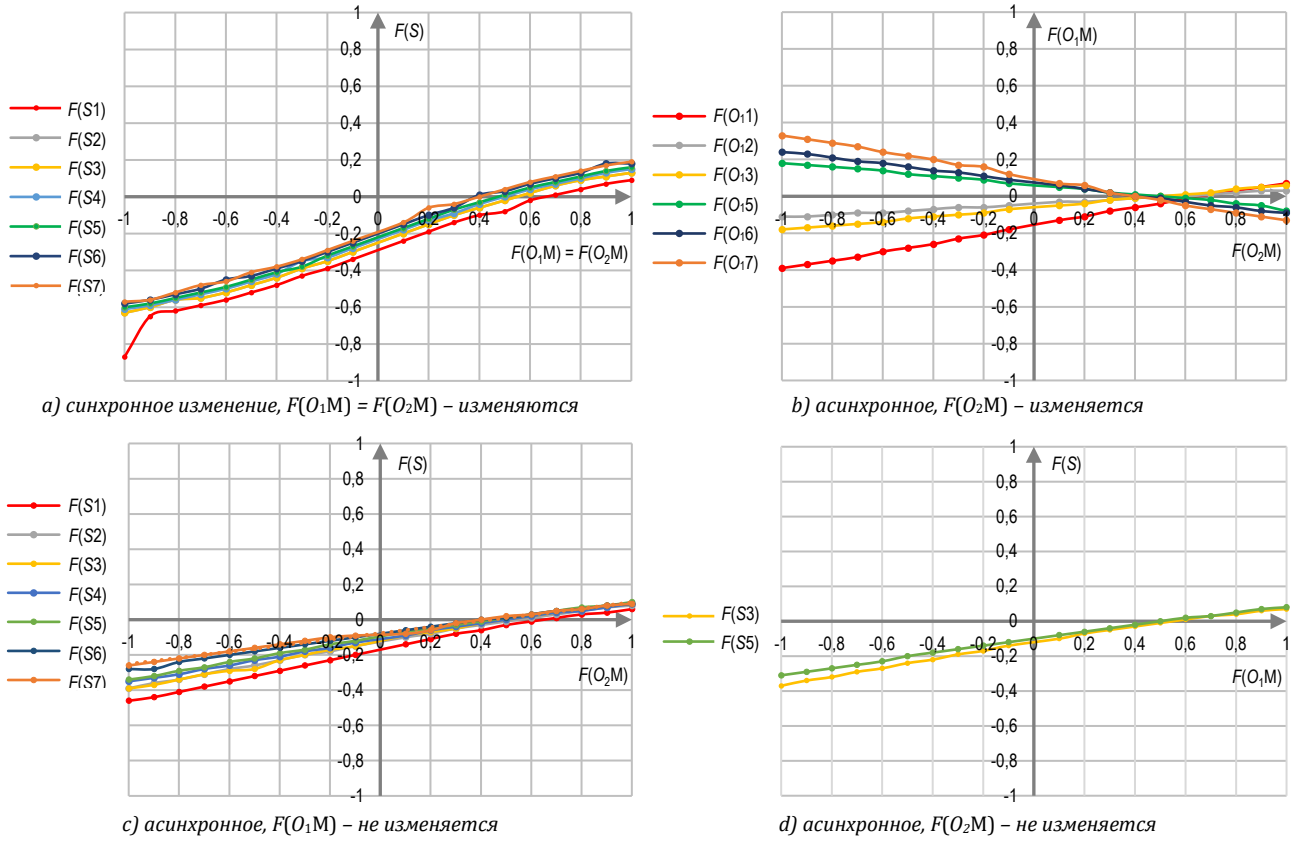
Постановка задачи на экспериментальное исследование функциональности субъектов КИИ при синхронном/асинхронном изменении объектной функциональности представлена в табл. 1.

Результаты моделирования рассмотрим через значение функциональности, которая представляет собой биполярную сигмоиду (рисунок 1).

ТАБЛИЦА 1. Постановка задачи на экспериментальное исследование функциональности субъекта КИИ

TABLE 1. Setting the Task for Experimental Study of CII-Subject Functionality

Исходные данные		Изменение объектной функциональности	
Базовая матрица МОС	**Когнитивная модель**	**синхронное**	**асинхронное**
1. Облигативный симбиоз $F(O_11)$ | $F(O_21)$ $F(O_11)$ | 0 | +1 $F(O_21)$ | +1 | 0		$F(O_11) = F(O_21) = \overline{-1{,}0; +0{,}9}$, Step = 0,1	$F(O_11) \neq F(O_21)$ => $(F(O_11) \equiv \text{const})$ => $F(O_21) = \overline{-1{,}0; +0{,}9}$, Step = 0,1
2. Факультативный симбиоз $F(O_12)$ | $F(O_22)$ $F(O_12)$ | 0 | +0.3 $F(O_22)$ | +0.3 | 0		$F(O_12) = F(O_22) = \overline{-1{,}0; +1{,}0}$, $F(O_12) \neq 0{,}3$, Step = 0,1	$F(O21) \neq F(O22)$: $(F(O21) \equiv \text{const})$ => $(F(O22) = \overline{-1{,}0;\ +1{,}0}$, $F(O_12) \neq 0{,}3$, Step = 0,1
3. Комменсализм $F(O_13)$ | $F(O_23)$ $F(O_13)$ | 0 | 0 $F(O_23)$ | +0,5 | 0		$F(O_13) = F(O_23) = \overline{-1{,}0;\ +1{,}0}$, Step = 0,1	$F(O_13) \neq F(O_23)$: 1) $(F(O_13) \equiv \text{const})$ => $(F(O_23) = \overline{-1{,}0;\ +1{,}0}$, Step = 0,1); 2) $(F(O_23) \equiv \text{const})$ => $(F(O_13) = \overline{-1{,}0;\ +1{,}0}$, Step = 0,1)
4. Нейтрализм $F(O_14)$ | $F(O_24)$ $F(O_14)$ | 0 | 0 $F(O_24)$ | 0 | 0		$F(O_14) = F(O_24) = \overline{-1{,}0;\ +1{,}0}$, Step = 0,1	$F(O_14) \neq F(O_24)$: $(F(O_14) \equiv \text{const})$ => $F(O_24) = \overline{-1{,}0;\ +1{,}0}$, Step = 0,1)
5. Аменсализм $F(O_15)$ | $F(O_25)$ $F(O_15)$ | 0 | 0 $F(O_25)$ | –0,5 | 0		$F(O_15) = F(O_25) = \overline{-1{,}0;\ +1{,}0}$, Step = 0,1	$F(O_15) \neq F(O_25)$: 1) $(F(O_15) \equiv \text{const})$ => $(F(O_25) =$ $\overline{-1{,}0;\ +1{,}0}$, $F(O_25) \neq -0{,}5$, Step = 0.); 2) $(F(O_25) \equiv \text{const})$ => $(F(O_15) =$ $\overline{-1{,}0;\ +1{,}0}$, Step = 0,1)
6. Аллелопатия $F(O_16)$ | $F(O_26)$ $F(O_16)$ | 0 | –0,7 $F(O_26)$ | –0,7 | 0		$F(O_16) = F(O_26) = \overline{-1{,}0;\ +1{,}0}$, $F(O_26) \neq -0{,}7$, Step = 0,1	$F(O_16) \neq F(O_26)$: $(F(O_16) \equiv \text{const})$ => $F(O_26) = \overline{-1{,}0;\ +1{,}0}$, Step = 0,1
7. Конкуренция $F(O_17)$ | $F(O_27)$ $F(O_17)$ | 0 | –1 $F(O_27)$ | –1 | 0		$F(O_17) = F(O_27) = \overline{-0{,}9; 0{,}9}$, Step = 0,1	$F(O_17) \neq F(O_27)$: $(F(O_17) \equiv \text{const})$ => $F(O_27) = \overline{-1{,}0;\ +1{,}0}$, Step = 0,1



a) синхронное изменение, $F(O_1M) = F(O_2M)$ – изменяются

b) асинхронное, $F(O_2M)$ – изменяется

c) асинхронное, $F(O_1M)$ – не изменяется

d) асинхронное, $F(O_2M)$ – не изменяется

Рис. 1. Изменения функциональности субъекта КИИ при синхронном/асинхронном изменении объектной функциональности

Fig. 1. CII-Subject Functionality Changes during Synchronous/Asynchronous Changes in Object Functionality

Результаты графического анализа полученных данных позволили получить оценку изменения функциональности субъекта КИИ от значений концептов (объектной функциональности) по каждому виду МОС (таблица 2) и установить ряд интересных зависимостей.

ТАБЛИЦА 2. Оценка изменения функциональности от значений концептов

TABLE 2. Assessment of Changes in Functionality from Concept Values

№ п/п	Тип МОС	Зависимость			
		I	II	III	IV
1	Облигативный симбиоз	да	да	нет	да
2	Факультативный симбиоз	да	да	нет	да
3	Комменсализм	да	да	да	да
4	Нейтрализм	да	да	нет	нет
5	Аменсализм	да	да	да	да
6	Аллелопатия	да	да	нет	да
7	Конкуренция	да	да	нет	да

Во-первых, функциональность субъекта КИИ изменяется при синхронном изменении влияния объектов для всех типов МОС (зависимость I). Во-вторых, функциональность субъекта КИИ изменяется при асинхронном изменении функциональности объектов для всех типов МОС: ($F(O_1M) \equiv$ const, $F(O_2M)$ – varies) (зависимость II). В-третьих, функциональность субъекта КИИ изменяется при асинхронном изменении влияния объектов только для МОС типа «Комменсализм» и «Аменсализм»: ($F(O_2M) \equiv$ const, $F(O_1M)$ – varies) (зависимость III). И в-четвертых, функциональность объекта O_1M изменяется при асинхронном изменении влияния объектов для всех типов МОС, кроме «Нейтрализм» ($F(O_1M) \equiv$ const, $F(O_2M)$ – varies) (зависимость IV).

Таким образом, функциональность субъекта КИИ изменяется или при синхронном изменении объектной функциональности, или при изменении объектной функциональности одного из структурных элементов. При МОС типа «Факультативный симбиоз» и «Аллелопатия» для любых вариантов изменения объектной функциональности структурных элементов происходит изменение функциональности субъекта КИИ; кроме того, изменение функциональности одного из объектов влечет за собой изменение функциональности другого объекта. Если изменяется влияние объекта A, то при МОС всех типов, кроме «Нейтрализм», происходит изменение функциональности объекта B.

Так как изменение объектной функциональности влияет на функциональность субъекта, то необходимо определить вид и силу данного влияния. По результатам анализа данных, полученных в ходе эксперимента, сформирована таблица динамики изменения функциональности на уровне субъекта КИИ (таблица 3).

ТАБЛИЦА 3. Динамика изменения функциональности на уровне субъекта КИИ

TABLE 3. Dynamics of Changes in Functionality at the CII-Subject Level

№ п/п	Тип МОС	I		II		III			IV		
		$F(O_{ij}M)$	$F(S)$	$F(O_{ij}M)$	$F(S)$	$F(O_1M)$	$F(O_2M)$	$R(S)$	$F(O_1M)$	$F(O_2M)$	$F(S)$
1	Облигативный симбиоз	↑	↑	↑	↑	↑	–	–	–	↑	↑
2	Факультативный симбиоз	↑	↑	↑	↑	↑	–	–	–	↑	↑
3	Комменсализм	↑	↑	↑	↑	↑	–	↑	–	↑	↑
4	Нейтрализм	↑	↑	↑	↑	↑	–	–	–	↑	–
5	Аменсализм	↑	↑	↑	↑	↑	–	↑	–	↑	↓
6	Аллелопатия	↑	↑	↑	↑	↑	–	–	–	↑	↓
7	Конкуренция	↑	↑	↑	↑	↑	–	–	–	↑	↓

Для определения типов МОС в качестве деструктивно-образующих рассмотрим те, которые при определенных изменениях значений влияния объектов приведут к негативному эффекту для субъектной функциональности на уровне [–1, 0,5], т. е. на уровне очень «сильное... существенное» влияние. В таблице 4 представлены полученные экспериментальным путем типы и состояния МОС, которые можно рассматривать как деструктивно-образующие на уровне библиотеки базовых моделей.

ТАБЛИЦА 4. Показатели МОС, рассматриваемых в качестве деструктивно-образующих

TABLE 4. Indicators of the Models of Interobject Connections as Destructive-Forming

№ п/п	Тип МОС	Предельные значения реакции активизированных объектов при синхронном изменении объектной функциональности	
1	Облигативный симбиоз	[–1, –0,5]	[очень сильное, существенное]
2	Факультативный симбиоз	[–1, –0,5]	[очень сильное, существенное]
3	Комменсализм	[–1, –0,6]	[очень сильное, сильное]
4	Нейтрализм	[–1, –0,6]	[очень сильное, сильное]
5	Аменсализм	[–1, –0,7]	[очень сильное, сильное]
6	Аллелопатия	[–1, –0,7]	[очень сильное, сильное]
7	Конкуренция	[–1, –0,8]	[очень сильное]

Важно отметить, что в моделях анабиотического типа асинхронное изменение объектной функциональности приводит к снижению функциональности объекта воздействия. На уровне базовых моделей это не может рассматриваться как деструктивно-образующий эффект, но он таковым может стать при увеличении инфраструктурной сложности субъекта КИИ.

Таким образом, в статичном режиме функционирования субъекта КИИ деструктивно-образующими будут МОС всех типов только при синхронном изменении объектной функциональности структурных элементов в рамках предельных значений изменения влияния воздействующего объекта.

Заключение

В ходе исследования синтезирована модель состояний субъектов КИИ при деструктивных воздействиях в статичном режиме, в основе которой – разработанная библиотека базовых матриц смежности и антропоморфическая классификация видов МОС. Экспериментальное исследование модели позволило выявить следующие условия проявления МОС как деструктивно-образующих: вид межобъектной связи, вариант изменения объектной функциональности (синхронное/асинхронное), значение влияния воздействующего объекта. Экспериментально доказано, что при определенных условиях прослеживается как точечное изменение функциональности субъекта КИИ, так и интегративное – изменение функциональности субъекта КИИ и функциональности объекта воздействия.

Так как влияние МОС может носить накопительный характер, следовательно, в субъекте КИИ при наличии соответствующих видов МОС, как деструктивно-образующих, возможно проявление во времени эффекта инфраструктурного деструктивизма, т. е. саморазрушения субъекта КИИ как системы.

Представленная статичная модель не рассматривает ситуацию инфраструктурной динамики субъекта КИИ, что проявляется в нарушении условия (1) и, как следствие, нарушение условий (2) и (3). Для построения динамической модели необходимо использовать, к примеру, логико-вероятностное моделирование с построением моделей разного уровня сложности, позволяющих, в том числе, выполнить корректировку категорий значимости объектов КИИ на всех этапах жизненного цикла субъекта КИИ [12–14]. В данной ситуации расширится палитра деструктивных воздействий за счет описания возможных ошибок инфраструктурного характера на разных этапах жизненного цикла субъекта КИИ.

ИСТОЧНИК ФИНАНСИРОВАНИЯ

Исследование выполнено при финансовой поддержке Минобрнауки России (грант ИБ, проект № 3).

Список используемых источников

1. Maksimova E.A. “Smart Decisions” in Development of a Model for Protecting Information of a Subject of Critical Information Infrastructure // In: Popkova E.G., Sergi B.S. (eds) "Smart Technologies" for Society, State and Economy. Institute of Scientific Communications Conference (ISC 2020). Lecture Notes in Networks and Systems. Vol. 155. Cham: Springer, 2020. PP. 1213–1221. DOI:10.1007/978-3-030-59126-7_132
2. Maksimova E.A., Baranov V.V. Predicting Destructive Malicious Impacts on the Subject of Critical Information Infrastructure // Proceedings of the IIIrd International Conference on Futuristic Trends in Networks and Computing Technologies (FTNCT 2020, Taganrog, Russia, 14–16 October 2020). Communications in Computer and Information Science. Singapore: Springer, 2021. PP. 88–99. DOI:10.1007/978-981-16-1480-4_8
3. Ажмухамедов И.М. Управление слабоформализуемыми социотехническими системами на основе нечеткого когнитивного моделирования (на примере систем комплексного обеспечения информационной безопасности). Дис. … докт. техн. наук. Астрахань: Астраханский государственный технический университет, 2014. 334 с.
4. Садовникова Н.П., Жидкова Н.П. Выбор стратегий территориального развития на основе когнитивного анализа и сценарного моделирования // Интернет-Вестник ВолгГАСУ. 2012. № 7(21). С. 4.
5. Sadovnikova N.P. Application of the Cognitive Modeling for Analysis of the Ecological and Economical Efficiency of the Urban Planning Project // Internet-Vestnik VolgGASU. 2011. Iss. 5(14).
6. Робертс Ф.С. Дискретные математические модели с приложениями к социальным, биологическим и экологическим задачам. Пер. с англ. М.: Наука, 1986. 496 с.
7. Obiedat M., Samarasinghe S. Fuzzy representation and aggregation of fuzzy cognitive maps // Proceedings of the 20th International Congress on Modelling and Simulation (MODSIM2013, Adelaide, Australia, 1–6 December 2013). Modelling and Simulation Society of Australia and New Zealand Inc., 2013. PP. 690–694. URL: https://researcharchive.lincoln.ac.nz/handle/10182/5778 (дата обращения 24.09.2021)
8. Буйневич М.В., Израилов К.Е. Антропоморфический подход к описанию взаимодействия уязвимостей в программном коде. Часть 1. Типы взаимодействий // Защита информации. Инсайд. 2019. № 5(89). С. 78–85.
9. Буйневич М.В., Израилов К.Е. Антропоморфический подход к описанию взаимодействия уязвимостей в программном коде. Часть 2. Метрика уязвимостей // Защита информации. Инсайд. 2019. № 6(90). С. 61–65.
10. Веселов Г.Е. Теория иерархического управления сложными системами: синергетический подход // VIII Всероссийская научная конференция «Системный синтез и прикладная синергетика» (п. Нижний Архыз, Россия, 18–20 сентября 2017 г.). Ростов-на-Дону: Южный федеральный университет, 2017. С. 23–43.
11. MentalModeler. URL: http://www.mentalmodeler.org (дата обращения 24.09.2021)
12. Рябинин И.А. Логико-вероятностный анализ и его современные возможности // Биосфера. 2010. Т. 2. № 1. С. 23–28.
13. Алексеев В.В. Разработка логико-вероятностных моделей, методов и алгоритмов для управления риском и эффективностью в структурно-сложных системах. Автореф. дис. … канд. техн. наук. СПб: Санкт-Петербурга государственный университет аэрокосмического приборостроения, 2009.
14. Можаев А.С., Громов В.Н. Теоретические основы общего логико-вероятностного метода автоматизированного моделирования систем. СПб: ВИТУ, 2000. 144 с.

* * *

Model of the States of Critical Information Infrastructure Subjects under Destructive Influences in Static Mode

E. Maksimova[1]

[1]MIREA – Russian Technological University,
Moscow, 119454, Russian Federation

Article info
DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-65-72
Received 2nd September 2021
Accepted 24th September 2021

For citation: Maximova E.A. Model of the States of Critical Information Infrastructure Subjects under Destructive Influences in Static Mode. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(3):65–72. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-65-72

Abstract: *With the introduction of 187-FL "On the security of critical information infrastructure in the Russian Federation", a class of tasks requiring new approaches was determined. This is due to the solution of not only practical problems with the introduction of this law, but also with the development of its scientific and methodological support, which is one of the tasks of regulators. The main regulatory problem in ensuring the security of critical information infrastructure (CII), in our opinion, is associated with the lack of a systematic approach as a methodological basis for developing requirements for the development of CII. This leads to gross errors and errors in the course of making managerial decisions, therefore, to an increase in information security risks. When considering the subject of CII as a system, there is a need to consider inter-object relationships as sources of destructive influences that can lead to the effect of infrastructural "destructivism", i.e. to the self-destruction of infrastructure. To study this issue at the initial stage, it is proposed to build a model of the states of CII subjects in a static mode. In the course of working with this model, it is possible to predict the development of the situation of self-destruction of the infrastructure of the CII subject in a situation of uncertainty.*

Keywords: *subject, critical information infrastructure, category, destructive influences, model, relationship, static mode, fuzzy cognitive model, information security.*

FUNDING

This research was funded by Ministry of Education and Science of Russia (grant on Information Security, project No. 3).

References

1. Maksimova E.A. “Smart Decisions” in Development of a Model for Protecting Information of a Subject of Critical Information Infrastructure. *In: Popkova E.G., Sergi B.S. (eds) "Smart Technologies" for Society, State and Economy. Institute of Scientific Communications Conference (ISC 2020). Lecture Notes in Networks and Systems*. Cham: Springer; 2020. vol.155. p.1213–1221. DOI:10.1007/978-3-030-59126-7_132

2. Maksimova E.A., Baranov V.V. Predicting Destructive Malicious Impacts on the Subject of Critical Information Infrastructure. *Proceedings of the IIIrd International Conference on Futuristic Trends in Networks and Computing Technologies, FTNCT 2020, 14–16 October 2020, Taganrog, Russia. Communications in Computer and Information Science*. Singapore: Springer; 2021. p.88–99. DOI:10.1007/978-981-16-1480-4_8

3. Azhmukhamedov I.M. *Management of Weakly Formalized Sociotechnical Systems Based on Fuzzy Cognitive Modeling (on the Example of Integrated Information Security Systems)*. D.Sc Thesis. Astrakhan: Astrakhan State Technical University Publ.; 2014. 334 p. (in Russ.)

4. Sadovnikova N.P., Zhidkova N.P. Selection of Territorial Development Strategies Based on Cognitive Analysis and Scenario Modeling. *Internet-Vestnik VolgGASU*. 2012:7(21):4. (in Russ.)

5. Sadovnikova N.P. Application of the Cognitive Modeling for Analysis of the Ecological and Economical Efficiency of the Urban Planning Project. *Internet-Vestnik VolgGASU*. 2011;5(14).

6. Roberts F.S. *Discrete Mathematical Models with Applications to Social, Biological and Environmental Problems*. Translate from English. Moscow: Nauka Publ.; 1986. 496 p. (in Russ.)

7. Obiedat M., Samarasinghe S. Fuzzy representation and aggregation of fuzzy cognitive maps. *Proceedings of the 20th International Congress on Modelling and Simulation, MODSIM2013, 1–6 December 2013, Adelaide, Australia*. Modelling and Simulation Society of Australia and New Zealand Inc.; 2013. p. 690–694. Available from: https://researcharchive.lincoln.ac.nz/handle/10182/5778 [Accessed 24th September 2021]

8. Buinevich M.V., Izrailov K.E. Anthropomorphic Approach to Description of the Vulnerabilities Interaction in Program Code. Part 1. Types of Interactions. *Zašita informacii. Inside*. 20195(89):78–85. (in Russ.)

9. Buinevich M.V., Izrailov K.E. Anthropomorphic Approach to Description of the Vulnerabilities Interaction in Program Code. Pt. 2. Metric of Vulnerabilities. *Zašita informacii. Inside*. 2019;6(90):61–65. (in Russ.)

10. Veselov G.E. *The Theory of Hierarchical Management of Complex Systems: a Synergetic Approach*. *Proceedings of the* VIIIth All-Russian Scientific Conference "System Synthesis and Applied Synergetics", 18–20 September 2017, Nizhny Arkhyz, Russia. Rostov-on-Don: Southern Federal University Publ.; 2017. p.23–43. (in Russ.)

11. *MentalModeler*. Available from: http://www.mentalmodeler.org [Accessed 24th September 2021]

12. Ryabinin I.A. Logical-Probabilistic Analysis and its Modern Possibilities. *Biosphere*. 2010;2(1):23–28. (in Russ.)

13. Alekseev V.V. *Development of Logical-Probabilistic Models, Methods and Algorithms for Risk and Efficiency Management in Structurally Complex Systems*. PhD Thesis. St. Petersburg: Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation Publ.; 2009. (in Russ.)

14. Mozhaev A.S., Gromov V.N. *Theoretical Foundations of the General Logical-Probabilistic Method of Automated System Modeling*. St. Petersburg: VITU Publ.; 2000. 144 p. (in Russ.)

Сведения об авторе:

МАКСИМОВА Елена Александровна

кандидат технических наук, доцент кафедры «Прикладные информационные технологии» (КБ-2) института Комплексной безопасности и специального приборостроения МИРЭА – Российского технологического университета,
maksimova@mirea.ru
https://orcid.org/0000-0001-8788-4256

УДК 681.3.016(075) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-73-78

Математические модели и методы мониторинга и прогнозирования состояния глобально распределенных вычислительных комплексов

Д.А. Щемелинин[1]*

[1]Центр научных исследований «Три Би»
Санкт-Петербург, 195277, Российская Федерация
*Адрес для переписки: dshchmel@gmail.com

Информация о статье
Поступила в редакцию 07.06.2021
Принята к публикации 18.08.2021

Ссылка для цитирования: Щемелинин Д.А. Математические модели и методы мониторинга и прогнозирования состояния глобально распределенных вычислительных комплексов // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 3. С. 73–78. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-73-78

Аннотация: *Мониторинг событий и прогнозирование поведения динамической информационной системы приобретают все большую актуальность в связи с глобализацией облачных сервисов и резким увеличением объема обрабатываемых данных. Для своевременного обнаружения и оперативного исправления аномалии используются известные системы мониторинга, которые нуждаются в новых более эффективных и проактивных средствах прогнозирования. На конференции CMG-2013 был представлен метод прогнозирования утечки памяти в Java-приложениях, который позволяет автоматически высвобождать ресурсы путем безопасной перезагрузки сервисов при достижении некоторого критического порогового значения. В данном решении реализована простая линейная математическая модель описания функции исторического тренда. Однако на практике деградация памяти и других вычислительных ресурсов может происходить не постепенно, а очень быстро в зависимости от рабочей нагрузки, и поэтому решение проблемы прогнозирования линейными методами недостаточно эффективно.*

Ключевые слова: *мониторинг, большие данные, моделирование, функция прогнозирования, горизонт прогнозирования, облачные технологии.*

Математические модели прогнозирования состояния вычислительных систем

В представленном исследовании рассматриваются нелинейные математические модели, критерии оценки их эффективности, алгоритм использования в задачах прогнозирования, главные сложности, возникающие при обработке больших наборов данных, и пути их решения. За основу математического решения была принята методика интерполяции полиномами Лагранжа (1), дающей минимальное отклонение рассчитываемой функции $y = f(x)$, на заданных точках $X = \{x_i | i = 1, \ldots, n\}$, находящихся в некоторой области D.

Было принято следующее допущение, что значения функции $f(x)$ определено в известных точках X, которые, в свою очередь, названы узлами интерполяции, отстоящими друг от друга на расстояние шага интерполяционной сетки: $\delta x_i = x_i - x_{i-1}$, т. е. задача интерполяции сводится к поиску заданного класса функции $y_i = F(x_i)$, максимально приближенную к текущей ситуации происходящей в информационной системе:

$$P_n(x) = \sum_{i=0}^{n} y_i Q_{n,i}(x), \quad (1)$$

где $\boldsymbol{Q_{n,i}(x)}$ – полиномы степени вида n:

$$Q_{n,i}(x) = \prod_{j=0, j\neq i,}^{n} \frac{(x - x_j)}{(x_i - x_j)}. \quad (2)$$

Так как полином (2) принимает значение единицы в точке $\boldsymbol{x_i}$ и нуля в остальных узлах интерполяции, следовательно, в точке $\boldsymbol{x_i}$ исходный полином принимает значение $\boldsymbol{y_i}$. Это доказывает, что построенный полином (1) является интерполяционным для функции $\boldsymbol{y = f(x)}$ на сетке $\boldsymbol{X}$.

Однако при увеличении числа узлов интерполяции приходится перестраивать весь полином в форме Лагранжа заново, что является неудобным

подходом для использования в системах непрерывного мониторинга глобально распределенных вычислительных комплексов (ГРВК), где поведение системы и отдельных компонент изменяется по непериодической закономерности, поэтому полином Лагранжа был представлен в виде выражения:

$$P_n(x) = P_0(x) + \sum_{i=1}^{n}\big(P_i(x) - P_{i-1}(x)\big), \quad (3)$$

где $\boldsymbol{P_i(x)}$ – полиномы Лагранжа степени $\boldsymbol{i \le n}$.

Допустим:

$$Q_i(x) = P_i(x) - P_{i-1}(x). \quad (4)$$

Полином $\boldsymbol{Q_i(x)}$ имеет степень $\boldsymbol{i}$ и будет обращаться в нуль, при следующем условии:

$$\boldsymbol{x = x_0,\ x = x_1,\ \ldots,\ x = x_{i-1}}.$$

Следовательно, полином $\boldsymbol{Q_i(x)}$ может быть представлен в следующем виде:

$$Q_i(x) = A_i(x -)\ldots(x - x_{i-1}), \quad (5)$$

где $\boldsymbol{A_i}$ – коэффициент при $\boldsymbol{x_i}$, который, в свою очередь, не входит в $\boldsymbol{P_{i-1}(x)}$, а, следовательно, $\boldsymbol{A_i}$ совпадает с коэффициентом при $\boldsymbol{x_i}$ в полиноме $\boldsymbol{P_i(x)}$.

Таким образом, из определения полинома (3) получаем следующее выражение для коэффициента $\boldsymbol{A_i}$:

$$A_i = \sum_{k=0}^{i} \frac{f(x_k)}{w_{k,i}}, \quad (6)$$

где $\boldsymbol{w_{k,i} = (x_k - x_0)\ldots(x_k - x_{k-1})(x_k - x_{k+1})\ldots(x_k - x_i)}$, что дает возможность переписать формулу (4) в следующем виде:

$$P_n(x) = P_{n-1} + A_n(x - x_0)\ldots(x - x_{n-1}). \quad (7)$$

Далее, рекуррентно представляем полином $\boldsymbol{P_i(x)}$ в следующем виде:

$$P_n(x) = A_0 + A_1(x - x_0) + \ldots + A_n(x - x_0)\ldots(x - x_{n-1}). \quad (8)$$

Выражение для полинома (8) является удобным для вычисления интерполяционной функции, так как последующее увеличение числа узлов на единицу требует только добавления одного слагаемого. Точность интерполяции зависит от правильного выбора узлов, которые минимизируют значение w_{n+1} в оценке погрешности математического вычисления аппроксимирующей функции.

Эту задачу можно решить при помощи применения многочлена Чебышева:

$$T_{n+1}(x) = \frac{(b-a)}{(2^{2n-1})}\cos\big((n+1)\arccos\frac{2x-(b+a)}{(b-a)}\big), \quad (9)$$

где в качестве узлов интерполяции необходимо использовать корни следующего многочлена:

$$x_k = \frac{a+b}{2} + \frac{b-a}{2}\cos\frac{(2k+1)}{2(n+1)}. \quad (10)$$

Методы и алгоритмы мониторинга больших данных ГРВК

Мониторинг систем больших данных имеет ряд особенностей. Одной из них является раздельное хранение статистики реального времени и архивированной истории с целью улучшения производительности системы управления базами данных. Если заданный период анализа охватывает архивный период, то качество прогноза снижается по причине погрешности, вызванной ограниченностью усредненных архивных данных [1].

В этом случае целесообразно использовать рекуррентную модель вычисления средних значений $\boldsymbol{A_k}$ и среднеквадратических отклонений $\boldsymbol{Q_k}$:

$$A_0 = 0,\ \ A_k = A_{k-1} + \frac{x_k - A_{k-1}}{k}, \quad (11)$$

где $\boldsymbol{k = 0, \ldots, n}$.

$$\begin{aligned} Q_0 &= 0, \\ Q_k &= Q_{k-1} + \frac{k-1}{k}(x_k - A_{k-1})^2 = \\ &= Q_{k-1} + (x_k - A_{k-1})(x_k - A_k), \end{aligned} \quad (12)$$

если $\boldsymbol{Q_1 = 0}$, т. к. $\boldsymbol{k - 1 = 0}$ или $\boldsymbol{x_1 = A_1}$.

Совокупная дисперсия:

$$q_n^2\ \frac{q_n}{n}. \quad (13)$$

Другой особенностью систем больших данных является выбор параметров функции прогнозирования. Например, при интерполяции полиномами высокого порядка появляется эффект нежелательных осцилляций на концах интервала, называемый феноменом Рунге [2], который ухудшает корреляцию данных, как это показано на рисунке 1.

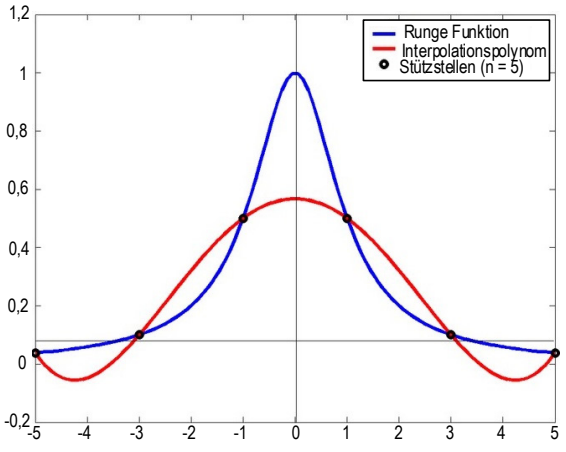


Рис. 1. Феномен Рунге

Fig. 1. The Runge Phenomenon

Ключевой задачей прогнозирования является выбор математической модели, наиболее близкой к реальным статистическим данным, накопленным в системе мониторинга. В дополнение к линейной модели $\boldsymbol{y(t) = a_0 + a_1 t}$, являющейся частным случаем полинома 1-го порядка, в рамках данной ста-

тьи, рассматривается набор следующих нелинейных функций, которыми можно описать до 100 % встречающихся на практике тенденций изменения контролируемых метрик:

– полиномиальная:

$$y(t) = a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + \ldots + a_n t^n; \quad (14)$$

– логарифмическая:

$$y(t) = a + b \log(t); \quad (15)$$

– экспоненциальная:

$$y(t) = a \exp(bt); \quad (16)$$

– степенная:

$$y(t) = a\, t^b. \quad (17)$$

С другой стороны, использование близкого горизонта прогнозирования совместно с быстрорастущими функциями, такими как экспоненциальная (16) или степенная (17) или даже полиномиальная (14) порядка 2-3, показанных на рисунке 2, может привести к тому, что результатом вычисления функции прогнозирования будет бесконечность, т. е. арифметическое переполнение, что на практике означает событие никогда не произойдет либо наоборот, уже произошло.

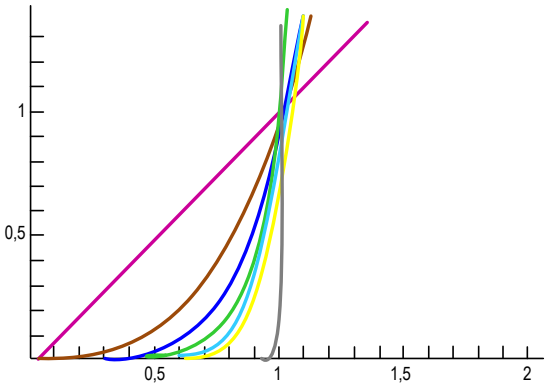


Рис. 2. Примеры быстрорастущих функций (14–17)

Fig. 2. Examples of Fast-Growing Functions (14–17)

Таким образом, применение полиномов высоких степеней и других сложных функций увеличивает время вычисления, но не дает ощутимого преимущества в точности прогнозирования, а наоборот, повышает риск появления аномалии при больших наборах статистических данных.

На практике, в системах мониторинга статистика реального времени хранится в интервале от двух недель до месяца, а исторические данные интерполируются и хранятся в архиве в виде усредненных, максимальных и минимальных значений. Такой метод организации СУБД не позволяет строить долговременный прогноз на временные промежутки более недели.

В качестве критерия корреляции статистических данных и выбранной математической модели использованы стандартное среднеквадратическое отклонение и коэффициент детерминации R^2 модели зависимости V случайной величины y от факторов x [3]:

$$Q^2 = \sum_{t=1}^{n} (y_t - \hat{y}_t)^2,$$
$$R^2 = 1 - \frac{V(y|x)}{V(y)} = 1 - \frac{Q^2}{Q_y^2}. \quad (18)$$

В идеальном случае коэффициент детерминации $R^2 = 1$, что означает 100-процентное совпадение с фактическими данными [4]. Например, для прогнозирования тенденций поведения метрики, отображенные на рисунке 2, использованы следующие полиномиальные функции с оптимальной корреляцией по критерию (18):

$$y(t) = -24{,}67t^2 + 2{,}106t - 4{,}101; \quad R^2 = 0{,}98,$$
$$y(t) = 8{,}57t^2 - 141{,}91t + 667{,}27; \quad R^2 = 0{,}96,$$
$$y(t) = -10{,}14t^3 + 106t^2 - 5{,}101t + 7{,}101; \quad R^2 = 0{,}89. \quad (19)$$

В ходе выполнения исследования была разработана и внедрена следующая пошаговая методика прогнозирования вычислительных ресурсов в облачных ГРВК и алгоритм ее программной реализации.

Шаг 1. Определение наиболее важных системных и/или бизнес метрик, мониторинг и прогнозирование которых принесет наибольший эффект при наименьших трудозатратах. Например, для Java-приложений облачных сервисов такими метриками являются объем виртуальной памяти для оценки ресурсов и частота веб-запросов, как индикатор рабочей нагрузки на систему.

Шаг 2. Выбор математической модели, наиболее близкой к реальным данным. Данный процесс является итерационным и на каждом шаге итерации требует уточнения параметров выбранной модели вплоть до достижения необходимого уровня точности прогноза, включая следующие шаги:

шаг 2а. Экспорт статистических данных системы мониторинга той метрики, для которой будет строиться прогноз и загрузка их в одну из известных аналитических систем [5]: WolframAlpha, Mathematica, R, Matlab и т. д. При сравнительно небольшом объеме данных можно воспользоваться стандартными средствами MS Excel;

шаг 2б. Разделить весь временной интервал на участки нормальной работы, период деградации и аномалии. Участки разной природы лучше анализировать отдельно, как показано на рисунке 3 с применением математических моделей (19);

шаг 2в. Выбрать тип функции прогнозирования и построить линию тренда на указанный период, который должен быть меньше, чем имеющийся (фактических данных). На практике при анализе ежемесячной статистики можно построить достаточно точный прогноз, максимально на неделю;

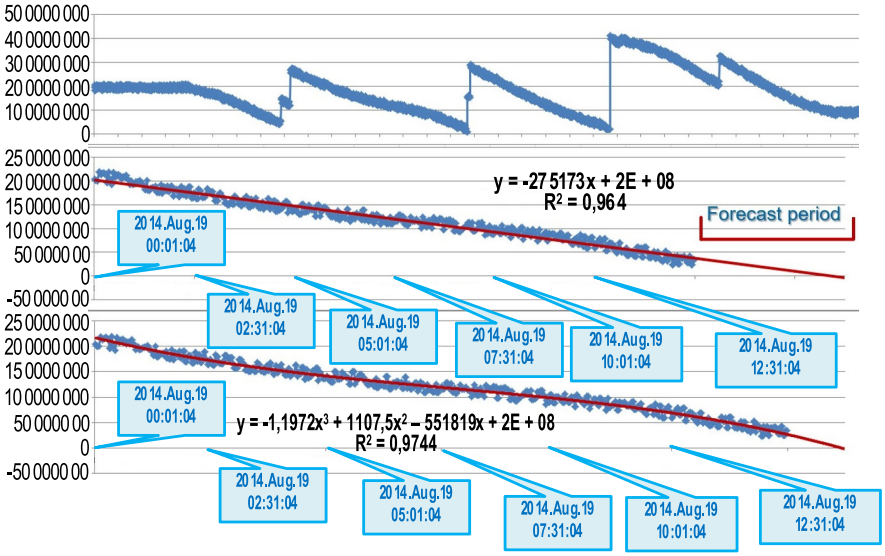


Рис. 3. Пример статистических данных и вычисления функции прогнозирования

Fig. 3. An Example of Statistical Data and Calculation of the Forecasting Function

шаг 2г. Вычислить оптимальные параметры выбранной математической модели для достижения максимальной корреляции по критерию (18);

шаг 2д. Повторить шаги 2*б*–2*г* до получения необходимого уровня точности прогноза;

шаг 2е. Полученную в результате оптимизации математическую функцию указать в качестве модели для построения прогноза данных в системе мониторинга.

Шаг 3. Создать дополнительную вычисляемую метрику в системе мониторинга на основе аппроксимации статистических данных, с использованием выбранной функции прогнозирования, для которой можно создать специальные триггеры, которые будут реагировать на прогноз аномального события раньше, чем оно произойдет в реальном времени.

Производительность современных вычислительных систем дает возможность повторять шаги 2–3 и пересчитывать прогностический тренд в реальном времени, варьировать параметрами математической модели, уточнять пороговые значения реакции триггеров и в конечном итоге повысить дальность и точность прогноза [6, 7].

Выводы

Предложенные математические модели и алгоритм прогнозирования загрузки вычислительных ресурсов в облачных ГРВК реализованы с использованием мониторинговой системы Zabbix, которая входит в пятерку мировых лидеров по результатам опроса 60 крупных международных IT-компаний [8].

Точность прогноза с использованием нелинейной модели значительно выше, чем линейной. В то же время сложные выражения и полиномы высоких порядков не увеличивают точность прогноза, а, напротив, могут привести к нежелательным результатам, таким как переполнение или феномен Рунге. Согласно опыту, полиномы второго и третьего порядка дают высокую производительность вычислений и достаточную точность прогноза.

Корректный горизонт прогнозирования имеет важное значение, т. к. данные меняются в реальном времени, и чем он короче, тем точнее прогноз. Баланс между историческим периодом и горизонтом прогноза рекомендуется находить экспериментально, начиная с пропорции 5:1 [9–16].

Список используемых источников

1. Shchemelinin D., Mescheryakov S. Capacity Management of Java-based Business Applications Running on Virtualized Environment // Annual International Conference of the Computer Measurement Group (CMG 2013, London, UK, 14–15 May 2013). Computer Measurement Group Inc., 2013. PP. 193–197.

2. Шарый С.П. Курс вычислительных методов. Новосибирск: Институт вычислительных технологий СО РАН, 2012. URL: http://mathscinet.ru/files/SShary.pdf (дата обращения 28.07.2021)

3. Kucherova K., Mescheryakov S., Shchemelinin D. Cloud monitoring – focusing on forecasting // Internet, Mobile, Performance and Capacity, Cloud and Technology Conference (IMPACT 2016, La Jolla, USA, 07–10 November 2016). Computer Measurement Group Inc., 2016.

4. Гайсенок И.С., Закревская И.С. Оценка качества прогнозов // Бизнес-образование как инструмент устойчивого развития экономики: Сб. трудов науч.-практич. конф. Иркутск: Иркутский государственный университет, 2012.

5. Wolfram Mathematica Computations // Wolfram. URL: https://www.wolfram.com/mathematica (дата обращения 28.07.2021)

6. Тихонов Э.Е., Бурдо А.И. К вопросу совершенствования автоматизированных систем прогноза // Материалы межрегиональной конференции «Студенческая наука – экономика научно-технического прогресса». Ставрополь: Сев-Кав ГТУ, 2000. С. 30–31.

7. Сизов А.А. Модели, способы и программные средства поддержки принятия решений на основе прогнозирования временных рядов с переменной структурой. Дис. … канд. техн. наук. М.: Национальный исследовательский университет «МЭИ», 2014. 141 с.

8. Gildeh D. Monitoring Nightmares for DevOps // SlideShare. 2014. URL: https://www.slideshare.net/outlyer/david-41050819 (дата обращения 28.07.2021)

9. Bhandarkar M. Future of Data Intensive Applications // Proceedings of the 2nd ASE International Conference on Big Data Science and Computing. Stanford, 2014. URL: https://www.kdnuggets.com/2014/08/ase-conference-big-data-science-day1.html (дата обращения 28.07.2021)

10. Кучерова К.Н. Прогнозирование ресурсов облачных сервисов на основе мониторинговой системы с открытым кодом // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 3. С. 100–106. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-3-100-106

11. Логунов Д.Г. Применение методов и моделей прогнозирования временных рядов для оценки циклической нагрузки в облачных системах // Научно-практическая конференция с международным участием «Неделя науки СПбПУ» (Санкт-Петербург, Россия, 18–23 ноября 2019). СПб: Политех-Пресс, 2020. С. 165–168.

12. Михайлов К.И. Анализ программных средств мониторинга высоконагруженных облачных информационных систем // XXIII международная научно-практическая конференция «Системный анализ в проектировании и управлении». Ч. 1. (SAEC-2019, Санкт-Петербург, Россия, 10–11 июня 2019) СПб: Политех-Пресс, 2019. С. 359–362.

13. Михайлов К.И. Мониторинг и визуализация ресурсов смешанной природы в облачной среде // Научно-практическая конференция с международным участием «Неделя науки СПбПУ» (Санкт-Петербург, Россия, 19–24 ноября 2018). Институт машиностроения, металлургии и транспорта. Ч. 2. СПб: Политех-Пресс, 2018. С. 234–236.

14. Яковлев К.А. Аналитическая обработка и визуализация мониторинговых данных глобально распределенной информационной системы // Научно-практическая конференция с международным участием «Неделя науки СПбПУ» (Санкт-Петербург, Россия, 13–19 ноября 2017). СПб: Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого", 2017. С. 203–205.

15. Кучерова К.Н. Мониторинг и прогнозирование серверных ресурсов баз данных облачной архитектуры // Научно-практическая конференция с международным участием «Неделя науки СПбПУ» (Санкт-Петербург, Россия, 13–19 ноября 2017). СПб: Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого", 2017. С. 199–201.

16. Кучерова К.Н., Ефимов В.В. Повышение эффективности мониторинга облачной инфраструктуры на основе прогностического моделирования // Научно-практическая конференция с международным участием «Неделя науки СПбПУ» (Санкт-Петербург, Россия, 14–19 ноября 2016). СПб: Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого", 2016. С. 117–119.

* * *

Mathematical Models and Methods for Monitoring and Predicting the State of Globally Distributed Computing Systems

D. Shchemelinin[1]

[1]Research Center “3B”
St. Petersburg, 195277, Russian Federation

Article info
DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-73-78
Received 7th June 2021
Accepted 18th August 2021

For citation: Shchemelinin D. Mathematical Models and Methods for Monitoring and Predicting the State of Globally Distributed Computing Systems. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(3):73–78. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-73-78

Abstract: *Monitoring events and predicting the behavior of a dynamic information system are becoming increasingly important due to the globalization of cloud services and a sharp increase in the volume of processed data. Well-known*

monitoring systems are used for the timely detection and prompt correction of the anomaly, which require new, more effective and proactive forecasting tools. At the CMG-2013 conference, a method for predicting memory leaks in Java applications was presented, which allows IT teams to automatically release resources by safely restarting services when a certain critical threshold value is reached. Article's solution implements a simple linear mathematical model for describing the historical trend function. However, in practice, the degradation of memory and other computational resources may not occur gradually, but very quickly, depending on the workload, and therefore, solving the forecasting problem using linear methods is not effective enough.

Keywords: *monitoring, big data, modeling, forecasting function, forecasting horizon, cloud technologies.*

References

1. Shchemelinin D., Mescheryakov S. Capacity Management of Java-based Business Applications Running on Virtualized Environment. *Annual International Conference of the Computer Measurement Group, CMG 2013, 14–15 May 2013, London, UK*. Computer Measurement Group Inc.; 2013. p.193–197.
2. Sharyy S.P. *Computational Methods Course*. Novosibirsk: Institute of Computational Technologies SB RAS Publ.; 2012. (in Russ.) URL: http://mathscinet.ru/files/SShary.pdf [Accessed 28th July 2021]
3. Kucherova K., Mescheryakov S., Shchemelinin D. Cloud monitoring – focusing on forecasting. *Internet, Mobile, Performance and Capacity, Cloud and Technology Conference, IMPACT 2016, 07–10 November 2016, La Jolla, USA*. Computer Measurement Group Inc.; 2016.
4. Gaysenok I.S., Zakrevskaya D.V. Assessment of the Quality of Forecasts. *Proceedings of the Scientific and Practical Conferences on Business Education as a Tool for Sustainable Economic Development*. Irkutsk: Irkutsk State University Publ.; 2012. (in Russ.)
5. *Wolfram*. Wolfram Mathematica Computations. URL**:** https://www.wolfram.com/mathematica [Accessed 28 July 2021]
6. Tikhonov E.Ye., Burdo A.I. On the Issue of Improving Automated Forecasting Systems. *Proceedings of. the Interregional Conference on Student Science – Economics of Scientific and Technological Progress.* Stavropol: North Caucasus Federal University Publ.; 2000. p.30–31. (in Russ.)
7. Sizov A.A. *Models, Methods and Software for Decision Support Based on Forecasting Time Series with Variable Structure*. PhD Thesis. Moscow: National Research University "Moscow Power Engineering Institute" Publ.; 2014. p. 141. (in Russ.)
8. Gildeh D. Monitoring Nightmares for DevOps. *SlideShare.* 2014. URL: https://www.slideshare.net/outlyer/david-41050819 [Accessed 28 July 2021]
9. Bhandarkar M. Future of Data Intensive Applications. *Proceedings of the 2nd ASE International Conference on Big Data Science and Computing*. Stanford; 2014. URL: https://www.kdnuggets.com/2014/08/ase-conference-big-data-science-day1.html [Accessed 28 July 2021]
10. Kucherova K. Prediction of Cloud Computing Resources Based on the Open Source Monitoring System. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(3):100–106. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-3-100-106
11. Logunov D.G. Application of Methods and Models for Forecasting Time Series for Assessing Cyclical Load in Cloud Systems. *Proceedings of Scientific and Practical Conference with International Participation on Week of Science SPbPU, 18–23 November 2019, St. Petersburg, Russia*. St. Petersburg: Politekh-Press Publ.; 2020. p.165–168. (in Russ.)
12. Mikhailov K.I. Analysis of Software Tools for Monitoring High-Load Cloud Information Systems. *Proceedings of the XXIIIrd International Scientific and Practical Conference on System Analysis in Design and Management, SAEC-2019, 10–11 June 2019, St. Petersburg, Russia. Part 1*. St. Petersburg: Politekh-Press Publ.; 2019. p.359–362. (in Russ.)
13. Mikhailov K.I. Monitor and Visualize Mixed Assets in the Cloud. *Proceedings of Scientific and Practical Conference with International Participation on Week of Science SPbPU, 19–24 November 2018, St. Petersburg, Russia*. *Institute of Mechanical Engineering, Metallurgy and Transport. Part 2*. St. Petersburg: Politekh-Press Publ.; 2018. p.234–236. (in Russ.)
14. Yakovlev K.A. Analytical Processing and Visualization of Monitoring Data of a Globally Distributed Information System. *Proceedings of Scientific and Practical Conference with International Participation on Week of Science SPbPU, 13–19 November 2017, St. Petersburg, Russia*. St. Petersburg: Peter the Great St.Petersburg Polytechnic University Publ.; 2017. p.203–205. (in Russ.)
15. Kucherova K.N. Monitoring and Forecasting Server Resources of Cloud Architecture Databases. *Proceedings of Scientific and Practical Conference with International Participation on Week of Science SPbPU, 13–19 November 2017, St. Petersburg, Russia*. St. Petersburg: Peter the Great St.Petersburg Polytechnic University Publ.; 2017. p.199–201. (in Russ.)
16. Kucherova K.N., Efimov V.V. Improving the Efficiency of Monitoring Cloud Infrastructure Based on Predictive Modeling. *Proceedings of Scientific and Practical Conference with International Participation on Week of Science SPbPU, 14–19 November 2016, St. Petersburg, Russia*. St. Petersburg: Peter the Great St.Petersburg Polytechnic University Publ.; 2016. p.117–119. (in Russ.)

Сведения об авторе:

ЩЕМЕЛИНИН Дмитрий Александрович | кандидат технических наук, старший научный сотрудник Центра научных исследований «ЗВ», dshchmel@gmail.com
https://orcid.org/0000-0003-3032-130X

УДК 004.056.(075.8) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-79-90

Способ аутентификации значений Диффи – Хеллмана на основе предварительно распределенных случайных последовательностей и алгоритма аутентификации Вегмана – Картера с одноразовым ключом

В.А. Яковлев[1*]

[1]Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация
*Адрес для переписки: viyak@bk.ru

Информация о статье
Поступила в редакцию 09.06.2021
Принята к публикации 19.07.2021

Ссылка для цитирования: Яковлев В.А. Способ аутентификации значений Диффи – Хеллмана на основе предварительно распределенных случайных последовательностей и алгоритма аутентификации Вегмана – Картера с одноразовым ключом // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 3. С. 79–90. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-79-90

Аннотация: *Исследуется способ аутентификации ключей, формируемых методом Диффи – Хеллмана, в условиях применения злоумышленником атаки «человек-посередине». Предполагается, что пользователи Алиса и Боб, формирующие ключ, имеют предварительно распределенные случайные цепочки бит a и b соответственно, полученные либо от некоторого источника, либо сгенерированные ими самими на основе данных, полученных от магнитометров или акселерометров из состава мобильных устройств. Злоумышленник не имеет доступа к этим цепочкам. Предложен способ аутентификации значений Диффи – Хеллмана (DH-значений). С этой целью сообщение (DH-значение) Алисой разделяется на N блоков. Для каждого блока вычисляется аутентификатор с использованием алгоритма Вегмана – Картера с одноразовым ключом, в качестве которого используются последовательности a и b. DH-значение и аутентификаторы передаются по каналу Бобу, который вычисляет аутентификаторы от принятого DH-значения и сравнивает их с аутентификаторами, принятыми из канала. Если число не аутенифицированных блоков не превышает установленный порог, то аутентификация DH-значения считается успешной. Особенность решения данной задачи состоит в том, что последовательности a и b в точности не совпадают. Выведены соотношения для оценивания вероятности ложного отклонения DH-значения (из-за несовпадения цепочек a и b) и вероятности навязывания ложного DH-значения.*
Проведена оптимизация параметров способа (количества подблоков и длины аутентификатора), при которых минимизируется расход ключа аутентификации (цепочек a и b) при выполнении заданных требований по вероятности подмены и вероятности ложного отклонения DH-значения. Приведены примеры выбора параметров аутентификации DH-значения длиной 256 бит. Показана возможность обеспечения достаточно малых значений вероятности ложного отклонения DH-значения и вероятности навязывания ложного DH-значения (10^6).

Ключевые слова: *метод Диффи – Хеллмана, аутентификациа, униферсальные хэш-функции, аутентификация Вегмана – Картера.*

Введение

Метод Диффи – Хеллмана [1] позволяет использовать незащищенный от перехвата канал связи для формирования общего ключа шифрования с целью создания безопасного соединения между двумя корреспондентами. Этот метод нашел широкое применение в сетевых протоколах SSL/TLS, IPsec, PGP и др. Суть метода следующая. Пользователи сети Алиса (A) и Боб (B) согласуют параметры: p и g, где p – простое число, а g – элемент конечного поля $GF(p)$, порождающий группу, имею-

щую большой порядок, и выполняют следующий протокол:

– Алиса генерирует элемент поля $x \in (1, p-1)$, вычисляет $X = g^x (\mathrm{mod} p)$ и посылает его Бобу;

– Боб генерирует элемент $y \in (1, p-1)$, вычисляет $Y = g^y (\mathrm{mod} p)$ и посылает его Алисе;

– Алиса вычисляет ключ $K = Y^x (\mathrm{mod} p)$;

– Боб вычисляет ключ $K = X^y (\mathrm{mod} p)$.

Легко видеть, что ключи, вычисленные Алисой и Бобом, равны между собой $K = g^{yx} (\mathrm{mod} p) = g^{xy} (\mathrm{mod} p)$.

Будем далее величины *X, Y,* которые передаются по открытым каналам, называть *значениями Диффи – Хеллмана* (*DH*-значениями).

Однако известно, что данный метод подвержен атаке «человек посередине». Алиса и Боб могут оказаться в ситуации, при которой они установили связь с злоумышленником – Евой (E), которая Алисе выдает себя Бобом, а Бобу представляется Алисой. Поэтому для дальнейшей совместной работы Алисе и Бобу требуется аутентифицировать ключи, сгенерированные по методу Диффи – Хеллмана.

Одним из направлений решения задачи аутентификации ключа является цифровая подпись *DH*-значений удостоверяющим центром или самим пользователем. Проверка цифровой подписи осуществляется с использованием открытого ключа, распространяемого в сети посредством сертификата. Такой подход требует использования технологии PKI, что не всегда удобно для пользователей особенно мобильных сетей.

Другим подходом к решению задачи аутентификации ключа, распределяемого по методу Диффи – Хеллмана, является использование для аутентификации предварительно распределенных между пользователями двоичных последовательностей. Эти последовательности пользователи вырабатывают в ходе процедуры сопряжения своих мобильных устройств во время личной встречи [2–4]. Нарушитель в этот момент удален от пользователей и не получает доступа к сообщениям, которыми они обмениваются. Непосредственно использовать вырабатываемые последовательности в качестве ключа шифрования пользователи не могут, так как эти последовательности содержат определенный процент ошибок (несовпадений). В настоящей работе проводится исследование способа аутентификации *DH*-значений с использованием аутентифицирующих последовательностей независимо от способа их получения.

Сценарий сопряжения мобильных устройств и аутентификация DH-значений

Задача получения пользователями идентичных последовательностей может быть решена на основе создания между пользователями дополнительного (OOB, *аббр. от* Out-Of-Band) канала: визуального, акустического, вибрационного, тактильного или магнитометрического [5–14]. Дополнительный канал образуется между двумя мобильными устройствами при личной встрече пользователей, при этом не требуется передача какой-либо информации по каналу связи, что затрудняет проведение атак со стороны злоумышленника. Будем для краткости называть обмен данными по дополнительному каналу с целью выработки идентичных последовательностей *сопряжением мобильных устройств*.

Поскольку участие пользователей при сопряжении неизбежно, решающими факторами в выборе способа сопряжения являются удобство использования и безопасность передаваемых данных. Кроме того, поскольку канал OOB обладает низкой пропускной способностью, объем информации, передаваемой по нему, должен быть сведен к минимуму.

Сравнительная характеристика дополнительных каналов приведена в работах [5, 14]. Любой из рассмотренных каналов может быть применен для выработки двоичных последовательностей с целью их последующего использования для аутентификации *DH*-значений. В явном виде последовательности вырабатываются при применении акселерометров или магнитометров. Поэтому эти способы в наибольшей степени подходят для решения исследуемой в работе задачи. Рассмотрим их более подробно.

Вибрационный канал. Использование вибрационного канала представляется возможным для устройств, содержащих в себе датчики акселерометра. Два мобильных устройства, содержащие датчики акселерометра, необходимо встряхивать пользователем в одной руке в течение примерно 5 с [12]. В это время осуществляется считывание информации о положении мобильного устройства в пространстве и преобразование ее в цифровой код. Два устройства (A и B), которые трясли вместе, на выходе получат схожие последовательности.

Магнитометрический канал. Пользователям необходимо удерживать два устройства вблизи друг к другу несколько секунд без выполнения каких-либо дополнительных операций. Устройства считывают собственные показания датчиков магнитометра и обмениваются ими. Сопряжение мобильных устройств с использованием магнитометрического канала, по сравнению с вибрационным, обеспечивает более высокую скорость работы (4,5 с), низкую вероятность ошибочной аутентификации и позволяет минимизировать участие пользователя в процессе сопряжения устройств, что указывает на преимущество магнитометрического канала для выработки случайных последовательностей [5]. Поэтому далее мы будем предполагать, что используется этот канал, хотя в принципе возможно применение и других каналов.

Сценарий сопряжения мобильных устройств, формирования ключа с аутентификацией *DH*-значений включает четыре этапа (рисунок 1).

Этап 1. Алиса и Боб проводят процедуру сопряжения мобильных устройств (смартфонов). Для этого они располагают устройства достаточно близко друг к другу (касаются друг друга) и удерживают несколько секунд. В это время в каждом смартфоне производится измерение магнитного поля Земли по трем пространственным осям. Значения магнитного поля квантуются, и из них формируются двоичные последовательности.

В процессе измерений поля между устройствами осуществляется локальный обмен данными, например, по каналу Bluetooth, для коррекции измерительных базисов устройств с целью обеспечения их идентичности. В итоге каждое устройство формирует случайную двоичную последовательность необходимой длины. Эти последовательности пользователи записывают в память своих устройств и будут использовать по мере необходимости как ключи в процедуре аутентификации *DH*-значений по каналу связи. Обозначим сформированные пользователями *A* и *B* последовательности, как ***a*** и ***b***, соответственно.

В [5] подробно описан процесс сбора и коррекции данных магнитометров. Мы не будем приводить эти результаты, поскольку они составляют предмет отдельного исследования, отметим лишь, что нами были проведены аналогичные исследования [15], которые подтвердили результаты работы [5]. Вероятность совпадения бит двух последовательностей от разных устройств в наших экспериментах составила 0,94.

Предполагается, что нарушитель также имеет магнитометр и на этапе сопряжения может быть расположен достаточно близко к сопрягаемым устройствам, но не в точке сопряжения, что определяется организационными ограничениями. Перехват данных коррекции нарушителем возможен, но это не приводит к утечке данных, полученных от магнитометров.

Этап 2. Этот и последующие этапы могут проводиться в любое другое время после процедуры сопряжения. Алиса и Боб вырабатывают секретные числа *x, y*, соответственно, вычисляют *DH*-значения и обмениваются ими, используя канал связи между ними. Канал связи может контролироваться нарушителем. Он может выполнять пассивные и активные атаки на передаваемую информацию.

Этап 3. С целью защиты от атак нарушителя проводится аутентификация переданных по каналу *DH*-значений на основе полученных на первом этапе последовательностей ***a*** и ***b***, с использованием аутентификаторов, формируемых согласно алгоритму Вегмана – Картера.

Этап 4. Если аутентификация *DH*-значений в обе стороны прошла успешно, то Алиса и Боб, используя имеющиеся у них случайные числа *x, y*, соответственно, вычисляют ключи, по методу *DH*. Эти ключи можно считать также аутентифицированными, так как они получены из секретных чисел *x, y* и аутентифицированных *DH*-значений $Y_{аут}$ и $X_{аут}$. Ключи могут быть использованы для шифрования информации, передаваемой между пользователями.

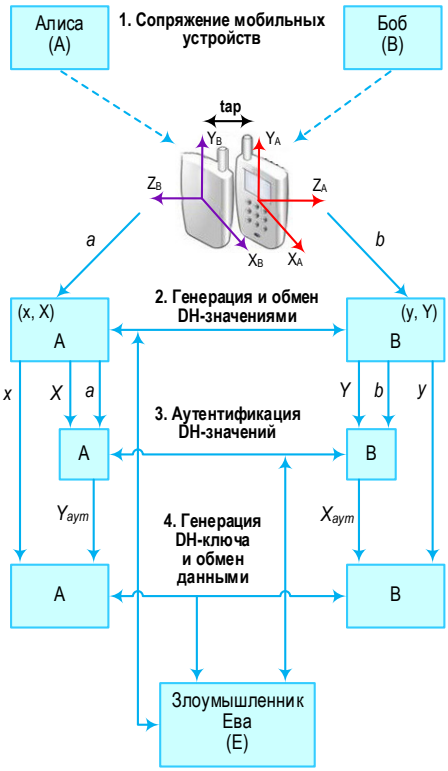


Рис. 1. Сценарий сопряжения мобильных устройств и формирования ключа Диффи – Хеллмана с аутентификацией

Fig. 1. Scenario for Pairing Mobile Devices and Generating a Diffie – Hellman Key with Authentication

В [5] предложен протокол Magpairing для создания корреспондентами *A* и *B* случайных последовательностей на основе магнитометрического канала и их использования для аутентификации *DH*-значений. Однако, как показано в [16], этот способ подвержен атаке «человек-посередине». В [16] также предложен способ устранения этой уязвимости на основе использования аутентифицирующих помехоустойчивых кодов [17, 18]. Показано, что для аутентификации *DH*-значений требуется длина аутентифицирующих последовательностей в несколько раз бóльшая, чем длины *DH*-значения. В [19, 20] исследован способ аутентификации *DH*-значений путем разделения *DH*-значения на блоки и формирования для каждого блока аутентификатора с помощью использования универсальных хэширующих функции, ключем для которых являются биты распределенных последовательностей. Однако данный способ не позволяет оптимизиро-

вать длину ключа аутентификации. В настоящей работе для аутентификации *DH*-значений предложен способ на основе использования аутентифицирующих последовательностей, полученных на этапе сопряжения, и метода аутентификации с одноразовым ключом Вегмана – Картера [21]. Задача исследования заключается в выводе соотношений, по которым может быть осуществлен выбор параметров способа и оценена его эффективность.

Способ аутентификации значений Диффи – Хеллмана на основе предварительно распределенных последовательностей и алгоритма одноразового ключа Вегмана – Картера

Пусть пользователи сети (Алиса и Боб) имеют предварительно распределенные двоичные последовательности $\boldsymbol{a}$ и $\boldsymbol{b}$, соответственно. Символы в последовательностях равновероятны и взаимно независимы. Однако последовательности в точности не совпадают друг с другом. Представим вероятность несовпадения бит в последовательностях $\boldsymbol{a}$ и $\boldsymbol{b}$ как $p_m = P(a_i \neq b_i)$, где $i = 1, 2, \ldots, L$ – номер символа в последовательностях.

Предполагаем, что злоумышленник Ева во время процедуры получения (выработки) аутентифицирующих последовательностей легальными пользователями удален от них, поэтому вероятность несовпадения бит в последовательностях у злоумышленника и легального пользователя равна $p_e = P(a_i \neq e_i) = 1/2$, $i = 1, 2, \ldots, L$. Другими словами, нарушитель не имеет информации о распределенных между A и B аутентифицирующих последовательностях.

Для защиты от атаки «человек-посередине» Алиса и Боб используют следующую схему аутентификации. Алиса разделяет *DH*-значение X длиной n_0, бит на N блоков длиной m бит. Для каждого блока $\boldsymbol{u_i}$ вычисляется аутентификатор $\boldsymbol{w_i}$ длиной v бит на основе использования предварительно распределенной последовательности $\boldsymbol{a}$. Для аутентификации каждого следующего блока значения *DH* выбираются новые блоки в последовательности $\boldsymbol{a}$.

Боб проводит аутентификацию значения *DH* следующим образом. Для каждого принятого блока $\boldsymbol{u_i}$ вычисляется аутентификатор $\boldsymbol{w_i'}$ (при этом используется имеющаяся у Боба последовательность $\boldsymbol{b}$), который сравнивается с аутентификатором $\boldsymbol{w_i}$, полученным по каналу связи. Если $\boldsymbol{w_i = w_i'}$, то блок $\boldsymbol{u_i}$ аутентифицирован. Если $w_i \neq w_i'$, то блок $\boldsymbol{u_i}$ не аутентифицирован.

DH-значение считается аутентифицированным в целом, если среди N принятых блоков окажутся не аутентифицированными не более Δ блоков ($1 \leq \Delta \leq N$). После этого аналогичным порядком проводится аутентификация *DH*-значения передаваемого от Боба к Алисе.

В [21] формирование аутентификаторов осуществлялось по алгоритму Вегмана – Картера (WCA, *аббр. от* Wegman-Carter Algorithm) с использованием универсальных хэш-функций [22]. Суть этого алгоритма следующая.

Представим каждый блок $\boldsymbol{u_i}$, как элемент поля Галуа $GF(2^m)$.

Аутентификатор w_i длиной v бит для блока u_i вычисляется по выражению $w_i = [u_i \times k_{1i} + k_{2i}]_v$, где $k_{1i}, k_{2i} \in GF(2^m)$, $i = 1, 2, \ldots, N$– ключ аутентификации [21]. Знаки $\times, +$ обозначают, соответственно, умножение и сложение в конечном поле $GF(2^m)$, а $\lfloor \cdot \rfloor_v$ – «усечение», то есть выбор v левых или правых элементов последовательности в квадратных скобках. Ключи $k_{1i}, k_{2i} \in GF(2^m)$ длиной m бит выбираются поочередно из последовательности $\boldsymbol{a(b)}$. Для каждого очередного блока $\boldsymbol{u}$ формируется новый аутентификатор $\boldsymbol{w}$ с использованием новой пары ключей $k_{1i}, k_{2i} \in GF(2^m)$. Вероятность навязывания ложного блока при известных $\boldsymbol{u}$ и $\boldsymbol{w}$ для данного способа аутентификации определяется соотношением $P_s = 1/2^v$ [21].

Общий расход ключа для аутентификации всего сообщения равен $L = 2mN = n_0$, и не зависит от длины аутентификатора, что является недостатком этого способа.

В настоящей работе предлагается для аутентификации *DH*-значения использовать метод Вегмана – Картера с одноразовым ключем (WCA OTP) [21]. Суть алгоритма состоит в том, что аутентификатор для каждого блока *DH*-значения вычисляется на одном ключе, после чего аутентификаторы блоков шифруются одноразовым ключом.

То есть аутентификатор w_i для блока $\boldsymbol{u_i}$ вычисляется следующим образом:

$$w_i = (u_i \times k_1 + k_2)_v + k'_i, \qquad (1)$$

где $k_1, k_2 \in GF(2^m)$ – основной ключ аутентификации длиной $2m$ бит, постоянный при аутентификации всего сообщения (*DH*-значения); $k'_i \in GF(2^m)$, $i = 1, 2, \ldots, N$ дополнительный ключ – индивидуальный для каждого блока $\boldsymbol{u_i}$ длиной v бит; ключи k_1, k_2, k'_i выбираются как непересекающиеся блоки в последовательности $\boldsymbol{a}$.

Из (1) следует, что длина ключа аутентификации (минимальная длина последовательности $\boldsymbol{a}$, необходимая для аутентификации значения *DH*) вычисляется как $L = 2m + vN$.

Будем считать, что нарушитель (Ева) имеет возможность создания атаки «человек-посередине», заключающейся в перехвате *DH*-значения одного корреспондента (A) и его обработке и пересылке другому корреспонденту (B) под видом A, преследуя цель стать посредником между A и B. Эта атака имеет три варианта исполнения.

Атака *имперсонализации.* Ложное *DH*-значение $X' = g^{x'}$ создается нарушителем без предварительно-

ного приема истинного *DH*-значения от корреспондента *A*. Далее генерируются аутентификаторы к каждому блоку X'. Сообщение и аутентификаторы передается корреспонденту *B*. Корреспондент *B* выполняет процедуру аутентификации.

Атака *отражения.* Нарушитель перехватывает *DH*-значение $X = g^x$ длиной n_0 бит, передаваемое в виде блоков u_i и аутентификаторов w_i, $i = 1, 2, \ldots, N$, и возвращает его корреспонденту *A*, корреспондент *A* проводит процедуру аутентификации.

Атака *подмены.* Нарушитель перехватывает *DH*-значение $X = g^x$ длиной n_0 бит, передаваемое в виде блоков u_i и аутентификаторов w_i, $i = 1, 2, \ldots, N$, генерирует ложное сообщение $X' = g^{x'}$, отличающееся от исходного в *D* блоках, и формирует аутентификаторы к нему по следующему правилу:

– если блоки u_i в исходном и ложном сообщении совпали, он использует перехваченные аутентификаторы;

– если блоки не совпали, нарушитель формирует аутентификаторы случайным образом.

DH-значение *X'* и аутентификаторы к нему нарушитель передает корреспонденту *B*, выдавая себя за корреспондента *A*. Корреспондент *B* выполняет процедуру аутентификации.

Параметры и оценка эффективности способа аутентификации

Оценку эффективности аутентификации *DH*-значения будем осуществлять по следующим параметрам:

P_f – вероятность ложного отклонения *DH*-значения легальным пользователем в отсутствие навязывания (событие наступает, когда число неправильно аутентифицированных блоков равно Δ и более из-за несогласованности аутентифицирующих последовательностей $\boldsymbol{a}$ и $\boldsymbol{b}$);

P_i – вероятность имперсонализации (событие наступает при проведении нарушителем атаки имперсонализации, когда ложное *DH*-значение создается без предварительного приема истинного *DH*-значения и принимается как истинное);

P_{ref} – вероятность успеха атаки отражения (событие наступает, когда нарушитель возвращает принятое от Алисы (или Боба) *DH*-значение ему обратно, а корреспондент принимает его как сообщение от противоположного корреспондента);

P_s – вероятность подмены *DH*-значения (событие наступает, когда нарушитель перехватывает истинное *DH*-значение, анализирует его и создает ложное *DH*-значение, которое принимается легальным пользователем, как истинное);

P_d – вероятность навязывания ложного *DH*-значения: $P_d = \max(P_i, P_{ref}, P_s)$;

L – длина ключа аутентификации (длина последовательностей $\boldsymbol{a}$ и $\boldsymbol{b}$), необходимая для аутентификации *DH*-значения длиной n_0 с заданными значениями P_f, P_d;

$W = vN$ – суммарная длина аутентификаторов *DH*-значения.

Задачу оптимизации системы аутентификации сформулируем как задачу выбора параметров m и v, при которых минимизируется длина ключа, необходимая для аутентификации *DH*-значения длиной n_0 бит при выполнении неравенств: $P_f \le \tilde{P}_f$, $P_d \le \tilde{P}_d$, где $\tilde{P}_f$, $\tilde{P}_d$ – заданные требования по вероятности ложной аутентификации и вероятности навязывания.

Найдем оценки этих параметров.

Заметим, что основной ключ участвует в формировании аутентификатора каждого блока, поэтому если биты этого ключа, выбираемые из аутентифицирующих последовательностей пользователей, у корреспондентов не совпадают (есть ошибка в основном ключе), то все аутентификаторы на приеме будут оцениваться, как случайные. С другой стороны, индивидуальные ключи влияют только на аутентификаторы блоков длиной *v* бит.

Поэтому формула для вероятности ложного отклонения *DH*-значения имеет вид:

$$P_f(\Delta) = P_b(k_1, k_2) \sum_{i=\Delta+1}^{N} C_N^i \left(\frac{1}{2^v}\right)^{N-i} \left(1 - \frac{1}{2^v}\right)^i + \\ + \left(1 - P_b(k_1, k_2)\right) P_f{}'(\Delta), \qquad (2)$$

где первое слагаемое есть вероятность ложного отклонения *DH*-значения, когда основной ключ содержит ошибки с вероятностью $P_b(k_1, k_2)$ и, как следствие, аутентификаторы формируются как случайные блоки длиной *v* бит. Второе слагаемое есть вероятность ложного отклонения *DH*-значения, когда основной ключ не содержит ошибки вероятностью $(1 - P_b(k_1, k_2))$, а P'_f есть вероятность суммы событий, состоящих в том, что в принятой последовательности *X* из-за ошибок в аутентифицирующих последовательностях окажутся не аутентифицированными Δ+1 и более блоков. P'_f может быть найдена как:

$$P'_f(\Delta) = \sum_{i=\Delta+1}^{N} C_N^i p_v^i (1 - p_v)^{N-i}, \qquad (3)$$

где p_v – вероятность несовпадения ключей k'_i, то есть вероятность несовпадения блоков длиной *v* бит, выбранных их последовательностей $\boldsymbol{a}$ и $\boldsymbol{b}$ и равна $p_v = 1 - (1 - p_m)^v$ в предположении, что ошибки в битах распределены по закону Бернулли.

Вероятность успешной атаки имперсонализации можно получить, как оценку количества обнаруженных и необнаруженных ложных аутентификаторов в *N* блоках, при их случайном генерировании.

Вероятность успешного навязывания ложного аутентификатора длиной *v* символов равна вероятности угадывания ключа k'_i в (1) и равна $\frac{1}{2^v}$:

$$P_i(\Delta) = \sum_{i=0}^{\Delta} C_N^i (\frac{1}{2^v})^{(N-i)} (1 - \frac{1}{2^v})^i. \quad (4)$$

Вероятность атаки отражения P_{ref} определим из следующих соображений. Согласно описанному алгоритму, аутентификаторы для каждого блока создаются на основе индивидуальных ключей, выбираемых как подблоки последовательностей ***a*** и ***b***. Поэтому принимаемое от Евы под видом Боба *DH*-значение Алиса будет аутентифицировать на основе номеров блоков, которые должен был бы использовать Боб, но не номеров блоков ключа, которые использовала Алиса при создании аутентификаторов для своего *DH*-значения. Эти блоки ключей аутентификации, очевидно, не совпадут, что равносильно аутентификации *DH*-значения на случайных ключах, следовательно $P_{\text{ref}} = P_i$.

Для оценки вероятности подмены рассмотрим стратегию нарушителя, из п. 2. Подмену нарушителем истинного *DH*-значения ложным значением можно рассматривать как последовательное наступление двух событий: создание нарушителем ложного *DH*-значения, отличающегося от истинного в D блоках размерности m. (обозначим вероятность этого события – $P_g(D)$) и события, состоящего в навязывании этого сообщения путем формировании аутентификаторов для блоков, отличающихся в ложном *DH*-значении от блоков истинного *DH*-значения. В ходе подмены ложное *DH*-значение принимается легальным пользователем как истинное; вероятность навязывания такого *DH*-значения – $P_r(D)$.

Таким образом вероятность подмены равна:

$$P_s(D) = P_g(D) P_r(D). \quad (5)$$

Рассмотрим оба сомножителя. Очевидно, что чем меньше отличаются X и X', тем легче нарушителю реализовать атаку «человек–посередине». Заметим, что непосредственно значение X' нарушитель выбрать не может. Сначала он выбирает x', затем находит значение экспоненты $X' = g^{x'} \bmod p$. Если x' выбирать случайно из множества чисел от 0 до $p - 1$, то число X' будет также случайным числом из множества чисел от 0 до $p - 1$. При большой величине модуля p ($p \approx 2^{256}$) нахождение отображения $x' \Leftrightarrow X'$ требует необозримо больших вычислительных затрат. Поэтому разумной стратегией для нарушителя будет случайный выбор числа x', что равносильно случайному выбору X'.

Вероятность случайного формирования нарушителем ложного *DH*-значения X', отличающегося от перехваченного значения X в D блоках, может на основе комбинаторных рассуждений о выпадений одинаковых значений двух 2^m-гранных игральных костей, при N бросаниях записана как:

$$P_g(D) = C_N^D \left(\frac{1}{2^m}\right)^{N-D} \left(1 - \frac{1}{2^m}\right)^D. \quad (6)$$

Вероятность навязывания сформированного ложного *DH*-значения, отличающегося от истинного значения в D блоках в зависимости от порога принятия решения Δ, можно оценить:

$$P'_r(\Delta, D) \le \sum_{i=0}^{\Delta} C_D^i (\frac{1}{2^v})^{(D-i)} (1 - \frac{1}{2^v})^i \times \times \sum_{j=0}^{t} C_{(N-D)}^j p_b^j (1 - p_b)^{(N-D-j)}, \quad (7)$$

где $t = \begin{cases} N - D, & \text{если } \Delta - i \ge N - D. \\ \Delta - i, & \text{если } \Delta - i < N - D \end{cases}$.

Первая сумма в (7) характеризует вероятность фиксации на приеме i ложных аутентификаторов ($0 \le i \le \Delta$), которые обнаруживаются и D-i ложных аутентификаторов, которые не обнаруживаются. Вторая сумма – вероятность несовпадения j ($0 \le \le j \le t$) из N-D аутентификаторов исходного сообщения, которые нарушителем были переданы без изменений (несовпадение произошло за счет несовпадения ключей в аутентифицирующих последовательностях ***a*** и ***b***). Неравенство в (7) объясняется тем, что при проверке D аутентификаторов, которые были сформированы нарушителем случайным образом, ошибки в аутентифицирующих последовательностях не учитывались (для точного расчета нужно оценить вероятность того, что определенная конфигурация ошибки в аутентифицирующих ключах, приведет к тому, что ложный аутентификатор будет принят как правильный, но вероятность этого события мала).

Так же как и при выводе формул для вероятности ложной аутентификации, необходимо учесть случаи правильного и ошибочного приема основного ключа легальными пользователями из последовательностей ***a*** и ***b***. Если основной ключ содержит ошибку, то все аутентификаторы будут восприниматься как ложные. Если основной ключ без ошибок, то аутентификаторы, верифицируемые как ложные, определяются только ошибками в ключах аутентификации и ошибками в аутентификаторах, выбранных злоумышленником случайным образом. Суммарное количество аутентификаторов не должно превышать порог Δ.

Таким образом, формулу вероятности подмены можно записать в виде:

$$P_r(\Delta, D) = P_b(k_1, k_2) \sum_{i=0}^{\Delta} C_N^i (\frac{1}{2^v})^{N-i} \left(1 - \frac{1}{2^v}\right)^i + + \left(1 - P_b(k_1, k_2)\right) P'_r(\Delta, D), \quad (7)$$

где $P'_r(\Delta)$ – вероятность подмены N блоков длиной v бит рассчитывается по формуле (7).

Нарушитель может применить любую стратегию создания ложного *DH*-значения (может использовать любое D), поэтому определим вероятность подмены (при фиксированном значении Δ) следующим образом:

$$P'_s = \max_D P_g(D)P_r(D). \quad (9)$$

Из соотношений (2), (8) следует, что вероятности ложного отклонения и подмены критично зависят от вероятности ошибки основного ключа $P_b(k_1, k_2)$, где k_1, k_2 – это блок из $2m$ символов. Этот ключ является одинаковым при формировании аутентификаторов для всех блоков, поэтому рассмотрим пути повышения достоверности формирования этого ключа длиной $2m$ бит. С этой целью может быть применено помехоустойчивое кодирование с шифрованием. Рассмотрим простой способ, основанный на использовании кода повторения [23].

Пользователь A генерирует случайный бит $z = (0,1)$, повторяет его s раз, то есть применяет помехоустойчивый $(s,1)$-код повторения. Кодовое слово $\bar{z}$ суммирует по модулю два с блоком последовательности $\bar{a}$ длиной s бит, получает блок $\bar{y} = \bar{z} \oplus \bar{a}$ и передает его по служебному каналу пользователю B. Пользователь B суммирует принятый от A блок $\bar{y}$ со своим блоком последовательности $\bar{b}$, получает $\bar{y} \oplus \bar{b} = \bar{z} \oplus \bar{a} \oplus \bar{b}$. В принимает решение о приеме бита z', если все s бит в блоке $\bar{y} \oplus \bar{b}$ одинаковые. Если биты разные, этот блок стирается. По обратному служебному каналу он сообщает о своем решении A. Если B стер блок, то A тоже его стирает.

Ошибочный прием блока из s повторений бита имеет место тогда, когда все биты в блоке приняты в инверсном виде, тогда вероятность ошибки бита z:

$$\tilde{p}_m = \frac{p_m^s}{(1-p_m)^s + p_m^s},$$

а вероятность ошибки в основном ключе:

$$P_b(k_1, k_2) = 1 - (1 - \tilde{p}_m)^{2m}. \quad (10)$$

Нарушитель наблюдает за сообщениями в служебном канале и удаляет блоки, если их удалили легальные корреспонденты. С оставленными блоками он проводит такую же процедуру обработки, что и корреспондент B. По условию вероятность ошибки в аутентифицирующей последовательности нарушителя относительно пользователя A равна $p_e = 1/2$. Поэтому декодирование $(s,1)$-кода равносильно их угадыванию бита z.

В среднем, для формирования одного бита с повышенной достоверностью необходимо при использовании данного способа затратить $t = \frac{s}{(1-p_m)^s + p_m^s}$ бит аутентифицирующих последовательностей. При использовании данного способа повышения достоверности основного ключа можно найти длину аутентифицирущей последовательности, необходимой для аутентификации DH-значения в целом.

Длина ключа аутентификации может быть найдена как сумма количества бит необходимых для формирования основного ключа с заданной достоверностью и количества бит, необходимых для формирования аутентификаторов для всех блоков:

$$L(m, v, s) = \frac{2ms}{p_m^s + (1 - p_m^s)} + \frac{n_0 v}{m}. \quad (11)$$

Оптимальным набором параметров (m, v, s) будем считать такой набор, при котором:

$$L(m, v, s) \to L_0,$$

где $L_0 = \min_{m,v,s} L(m, v, s)$ при условии $P_{f2} \le \tilde{P}_f, P_d \le \tilde{P}_d$.

Заметим, что суммарная длина аутентификаторов W определяет затраты данного способа аутентификации с точки зрения времени использования канала связи между пользователями, необходимого для передачи аутентификаторов. Несложно увидеть, что $W = L(m, v, s)$, поэтому оптимизация параметра L оптимизирует и параметр W.

Пример оценки параметров системы аутентификации

Предположим, что проводится аутентификация DH-значения длиной $n_0 = 256$ бит, что является стандартной длиной во многих шифрах [24, 25]. Вероятность отличия бит в аутентифицирующих последовательностях $p_m = 0{,}05$.

К системе аутентификации предъявлены следующие требования:

– вероятность ложного отклонения DH-значения $P_f \le \tilde{P}_f$;

– вероятность навязывания $P_d \le \tilde{P}_d$ и $\tilde{P}_f = \tilde{P}_d = 10^{-6}$.

На рисунке 2 показаны зависимости вероятности ложного отклонения DH-значения P_f от порога Δ для длин блоков m = 1, 2, 4, 8 и длин аутентификаторов v, равных длине блока (сплошные линии), рассчитанных согласно (2). Также здесь показаны зависимости P_f для длин v аутентификаторов меньших, чем длины блока. Вероятности ошибки в основном ключе $P_b(k_1, k_2)$ рассчитаны для кодов повторения $(s,1)$ при $s = 4$ и $s = 6$. Из рисунка 2 видно, что зависимости P_f от Δ имеют три явно выраженных участка. Верхняя часть каждой зависимости определяется вторым членом в (2), средняя часть определяется первым множителем первого слагаемого и соответствует вероятности ошибки основного ключа $P_b(k_1, k_2)$. Нижняя часть определяется вторым множителем первого слагаемого. Видим, что выбирая число повторений $(s,1)$-кода, можно получить значение $P_f \le \tilde{P}_f$. Следует отметить, что P_f зависит от длины аутентификатора v, причем при уменьшении v P_f также уменьшается (штриховые линии).

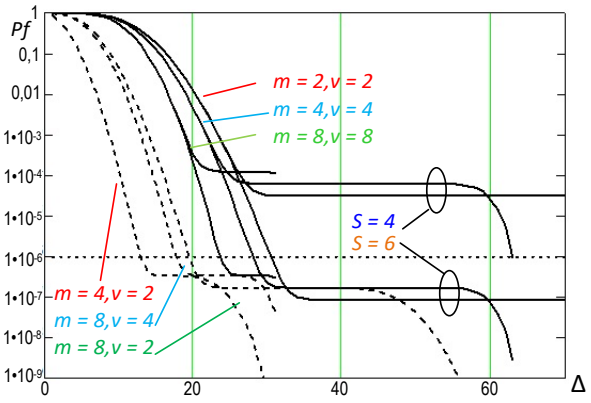


Рис. 2. Зависимость вероятности ложного отклонения *DH*-значения от порога Δ при разных длинах аутентифицируемых блоков *m*, разных длинах аутентификаторов *v* для двух значений длины кода повторения *s*

Fig. 2. Dependence of the Probability of False Alarm of the DH-Value from the Threshold Δ for Different Lengths of Authenticated Blocks m, Different Lengths of Authenticators v for Two Values of the Repetition Code Length s

Обозначим $\Delta_{\min} = \min\Delta$, при котором $P_f \le \tilde{P}_f$ для фиксированных значений (m, v). Значения $\Delta_{\min}$ для различных пар (m, v) приведены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Минимальные значения порога $\Delta_{\min}$ для разных *m, v*

TABLE 1. The Minimum Threshold Values Δ_{min} for Different m, v

m \ v	1	2	3	4	6	8
1	33					
2	21	31				
4	14	20	25	29		
8		13	16	18	22	24

Для этих значений $\Delta_{\min}$ построены зависимости вероятности подмены $P_s(D) = P_g(D) \cdot \mathrm{P_r}(D)$, согласно (9) от количества блоков D, в которых могут отличаться истинное и ложное *DH*-значения для разных значений аутентифицируемых блоков и разных значений длин аутентификаторов этих блоков (рисунок 3).

Видим, что для всех представленных (см. рисунок 3) значений параметров (m, v) выполняется условие $P'_s \le \tilde{P}_d = 10^{-6}$ для любых значений D. В этом случае попытка нарушителя подобрать ложное сообщение, отличающееся от истинного *DH*-значения в малом количестве блоков и навязать его получателю будет безуспешной.

В таблице 2 представлены значения P_f, P_s, для выбранных параметров m, v, $\Delta_{\min}$, удовлетворяющие условиям $P_f \le \tilde{P}_f = 10^{-6}$, $P_s \le \tilde{P}_d = 10^{-6}$. Также здесь приведены вероятности имперсонализации P_i, согласно соотношению (4). Анализ таблицы показывает, что для двух сочетаний параметров (m, v): (4, 1) и (8, 2) $P_i > \tilde{P}_d$, поэтому эти параметры не удовлетворяют заданным требованиям.

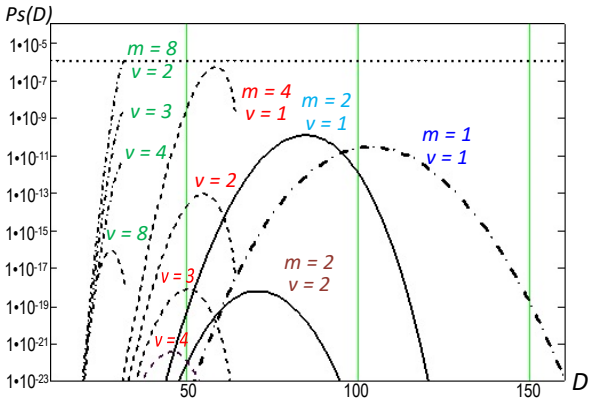


Рис. 3. Зависимость вероятности подмены от параметра *D* при разных длинах аутентифицируемых блоков *m*, разных длинах аутентификаторов *v* при выполнении условия $\Delta = \Delta_{\min}$ и *s* = 6

Fig. 3. Dependence of the Substitution Probability on the Parameter D for Different Lengths of Authenticated Blocks m, Different Lengths of Authenticators v when the Condition is $\Delta = \Delta_{\min}$ and s = 6

ТАБЛИЦА 2. Вероятности ложного обнаружения P_f, имперсонализации P_i, подмены P_s и навязывания P_d для разных значения *m* и v при аутентификации *DH*-значения длиной 256 бит

TABLE 2. The Probabilities of false Detection P_f, Impersonalization P_i, Substitution P_s and Imposition P_d for Different Values of m and v When Authenticating a 256-bit DH-Value

(m, v)	$P_f \le \tilde{P}_f$	$P_s \le \tilde{P}_d$	P_i	$P_d = \max(P_s, P_i)$
(1, 1)	$3{,}0 \cdot 10^{-7}$	$2{,}7 \cdot 10^{-11}$	$4{,}0 \cdot 10^{-36}$	$2{,}7 \cdot 10^{-11}$
(2, 2)	$5{,}8 \cdot 10^{-7}$	$5{,}5 \cdot 10^{-19}$	$3{,}0 \cdot 10^{-33}$	$5{,}5 \cdot 10^{-19}$
(2, 1)	$4{,}9 \cdot 10^{-7}$	$1{,}1 \cdot 10^{-10}$	$2{,}2 \cdot 10^{-15}$	$1{,}1 \cdot 10^{-10}$
(4, 4)	$4{,}0 \cdot 10^{-7}$	$3{,}5 \cdot 10^{-22}$	$1{,}6 \cdot 10^{-25}$	$3{,}5 \cdot 10^{-22}$
(4, 3)	$4{,}0 \cdot 10^{-7}$	$7{,}0 \cdot 10^{-19}$	$9{,}4 \cdot 10^{-20}$	$7{,}0 \cdot 10^{-19}$
(4, 2)	$5{,}4 \cdot 10^{-7}$	$8{,}9 \cdot 10^{-14}$	$2{,}4 \cdot 10^{-13}$	$8{,}9 \cdot 10^{-14}$
(4, 1)	$6{,}4 \cdot 10^{-7}$	$5{,}2 \cdot 10^{-7}$	$3{,}5 \cdot 10^{-6}$	$3{,}5 \cdot 10^{-6}$
(8, 8)	$6{,}7 \cdot 10^{-7}$	$8{,}8 \cdot 10^{-17}$	$5{,}2 \cdot 10^{-13}$	$8{,}8 \cdot 10^{-17}$
(8, 6)	$4{,}5 \cdot 10^{-7}$	$6{,}7 \cdot 10^{-15}$	$4{,}1 \cdot 10^{-11}$	$6{,}7 \cdot 10^{-15}$
(8, 4)	$6{,}9 \cdot 10^{-7}$	$4{,}0 \cdot 10^{-12}$	$2{,}2 \cdot 10^{-9}$	$4{,}0 \cdot 10^{-12}$
(8, 3)	$6{,}1 \cdot 10^{-7}$	$1{,}9 \cdot 10^{-9}$	$2{,}9 \cdot 10^{-7}$	$1{,}9 \cdot 10^{-9}$
(8, 2)	$9{,}4 \cdot 10^{-7}$	$6{,}7 \cdot 10^{-7}$	$3{,}8 \cdot 10^{-5}$	$3{,}8 \cdot 10^{-5}$

Тем не менее, есть достаточно вариантов выбора параметров (m, v), удовлетворяющих требованиям $P_f \le \tilde{P}_f = 10^{-6}$, $P_s \le \tilde{P}_d = 10^{-6}$ и поэтому окончательный выбор этих параметров будет определяться задачей оптимизации суммарной длины ключа аутентификации L и суммарной длиной всех аутентификаторов W.

В таблице 3 приведены значения $L(m, v, s)$ для разных значений параметров (m, v) при s = 6 и выполнении требований: $\tilde{P}_f = 10^{-6}, \tilde{P}_d = 10^{-6}$, рассчитанные согласно (11).

Очевидно, что наименьшее значение $L_0 = 130$ имеет место при m = 4, v = 1. Однако согласно таблице 2 для этих параметров не выполняется

требование по вероятности имперсонализации $P_i = 3{,}5 \cdot 10^{-6} > 10^{-6}$. Поэтому следует выбрать следующее минимальное значение $L_0 = 194$ при $m = 4$, $v = 2$.

ТАБЛИЦА 3. Расход ключа аутентификации

TABLE 3. Authentication Key Consumption

m \ v	1	2	3	4	6	8
1	272					
2	167	287				
4	130	194	258	322		
8		195	227	259	323	387

Таким образом, аутентификация *DH*-значения длиной 256 бит с выполнением требований $\tilde{P}_f = 10^{-6}, \tilde{P}_d = 10^{-6}$ при допустимой вероятности несовпадения бит в аутентифицирующих последовательностях $p_m = 0{,}05$ может быть обеспечена при длине $\tilde{P}_f = 10^{-6}$, $\tilde{P}_d = 10^{-6}$е блока аутентификации $m = 4$, длине аутентификатора блока $v = 2$. Для аутентификации *DH*-значения необходимо использовать в среднем 194 бита аутентифицирующих последовательностей. Полученный результат можно сравнить с результатами работ [16] и [21]. При тех же требованиях $\tilde{P}_f = 10^{-6}$, $\tilde{P}_d = 10^{-6}$для аутентификации *DH*-значения длиной 256 бит при использовании метода на основе помехоустойчивых кодов [16] требуется 768 бит ключа при допустимой вероятности несовпадения бит в аутентифицирующих последовательностях $p_m = 0{,}01$ (при $p_m = 0{,}05$ аутентификация с заданными требованиями невозможна). При использовании способа аутентификации на основе универсальных хеш-функций [21] длина ключа равна 512 бит. То есть предложенный способ аутентификации *DH*-значений имеет преимущество перед другими способами по расходу ключа аутентификации.

Заключение

В работе исследуются способ аутентификации DH-значений (g^x), формируемых при генерации сеансового ключа по методу Диффи – Хеллмана между двумя мобильными устройствами, имеющими предварительно распределенные между ними двоичные случайные цепочки бит. Эти последовательности пользователи вырабатывают в ходе процедуры сопряжения своих мобильных устройств во время личной встречи. Показано, что для этого могут быть использованы акселерометры или магнитометры, входящие в состав современных мобильных устройств. Использование магнитометрического канала, по сравнению с вибрационным, обеспечивает более высокую скорость работы, низкую вероятность ошибочной аутентификации и позволяет минимизировать участие пользователя в процессе сопряжения устройств, что указывает на преимущество магнитометрического канала для выработки случайных последовательностей. Нарушитель в ходе процедуры сопряжения удален от пользователей и не получает доступа к сообщениям, которыми они обмениваются. Для аутентификации *DH*-значения предложен способ, состоящий в разбиении *DH*-значения, на N блоков длиной m бит и аутентификации блоков на основе метода одноразового ключа Вегмана – Картера, в роли которого выступают предварительно распределенные между корреспондентами цепочки случайных бит, которые могут не совпадать в точности между собой. Если число не аутентифицированных блоков меньше порога Δ, аутентификация *DH*-значения считается пройденной. Выведены соотношения для оценки P_f – вероятности ложного отклонения *DH*-значения в отсутствие навязывания, P_i – вероятности имперсонализации, P_{ref} – вероятности успеха атаки отражения, P_s – вероятности подмены *DH*-значе-ния и P_d – вероятности навязывания ложного *DH*-значения, как максимума $(P_i, P_{\text{ref}}, P_s)$;

При выводе соотношения для нахождения P_d предложен подход, учитывающий возможности нарушителя не только по подмене истинного *DH*-значения ложным, но и возможности по созданию ложного *DH*-значения с заданным отличием в количестве блоков от истинного. Также для повышения достоверности первой части ключа аутентификации, выделяемой из распределенных последовательностей, предложено использование способа случайной передачи бит и использования кода повторения.

Таким образом, поставлена и решена задача оптимизации параметров (длина блока и собственно аутентификатора) с точки зрения минимизации расхода аутентифицирующей последовательности и суммарной длины всех аутентификаторов. Приведен пример выбора параметров для аутентификации *DH*-значения длиной 256 бит. Показано, что путем выбора параметров системы аутентификации, можно обеспечить достаточно малые значения вероятности ложной аутентификации и вероятности навязывания ложного ключа нарушителем $\tilde{P}_f = 10^{-6}$, $\tilde{P}_d = 10^{-6}$.

Список используемых источников

1. Diffie M., Hellman M. New directions in cryptography // IEEE Transactions on Information Theory. 1976. Vol. 22. Iss. 6. PP. 644–654. DOI:10.1109/TIT.1976.1055638

2. Mirzadeh S., Cruickshank H., Tafazolli R. Secure Device Pairing: A Survey // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2014. Vol. 16. PP. 17–40. DOI:10.1109/SURV.2013.111413.00196

3. Zeng K. Physical layer key generation in wireless networks: challenges and opportunities // IEEE Communications Magazin. 2015. Vol. 53. Iss. 4. PP. 20–27. DOI:10.1109/MCOM.2015.7120014

4. Zhang J., Duong T.Q., Marshall A., Woods R. Key Generation from Wireless Channels: a Review // IEEE Access. 2016. Vol. 4. PP. 614–626. DOI:10.1109/ACCESS.2016.2521718

5. Jin R., Shi L., Zeng K., Pande A., Mohapatra P. MagPairing: Pairing Smartphones in Close Proximity Using Magnetometer // IEEE Transactions on Information Forensics and Security. 2016. Iss. 6. PP. 1304–1319. DOI:10.1109/TIFS.2015.2505626

6. Mc Cune J., Perring A., Reiter M. Seeing-is-believing: using camera phones for human-verifiable authentication // Proceedings of the Symposium on Security and Privacy (S&P'05, Oakland, USA, 8–11 May 2005). IEEE, 2005. PP. 110–124. DOI:10.1109/SP.2005.19

7. Saxena N., Ekberg J.-E., Kostiainen K., Asokan N. Secure Device Pairing Based on a Visual Channel // Proceedings of the Symposium on Security and Privacy (S&P'06, Berkeley/Oakland, USA, 21–24 May 2006). IEEE, 2006. PP. 57–68. DOI:10.1109/SP.2006.35

8. Prasad R., Saxena N. Efficient Device Pairing Using "Human-Comparable" Synchronized Audiovisual Patterns // Proceedings of the 6th International Conference on Applied Cryptography and Network Security (ACNS 2008, New York, USA, 3–6 June 2008). Lecture Notes in Computer Science. Berlin, Heidelberg: Springer, 2008. Vol. 5037. PP. 328–345. DOI:10.1007/978-3-540-68914-0_20

9. Goodrich M.T., Sirivianos M., Solis J., Soriente C., Tsudik G., Uzun E. Using Audio in Secure Device Pairing // International Journal of Security and Networks. 2009. Vol. 4. Iss. 1. PP. 57–68. DOI:10.1504/IJSN.2009.023426

10. Goodrich M.T., Sirivianos M., Solis J., Tsudik G. Uzun E. Loud and Clear: Human-Verifiable Authentication Based on Audio. Distributed Computing Systems // Proceedings of the 26th International Conference on Distributed Computing Systems (ICDCS 2006, Lisboa, Portugal, 4–7 July 2006). IEEE, 2006. PP. 1–10. DOI:10.1109/ICDCS.2006.52

11. Soriente C., Tsudik G., Uzun E. HAPADEP: Human-Assisted Pure Audio Device Pairing // Proceedings of the 11th International Conference on Information Security (ISC 2008, Taipei, Taiwan, 15–18 September 2008). Lecture Notes in Computer Science. Berlin, Heidelberg: Springer, 2008. Vol. 5222. PP. 385–400. DOI:10.1007/978-3-540-85886-7_27

12. Mayrhofer R. Gellersen H. Shake Well Before Use: Intuitive and Secure Pairing of Mobile Devices // IEEE Transactions on Mobile Computing. 2009. Vol. 8. Iss. 6. PP. 792–806. DOI:10.1109/TMC.2009.51

13. Soriente C., Tsudik G., Uzun E. BEDA: Button-Enabled Device Association // Proceedings of the 1st International Workshop on Security for Spontaneous Interaction (IWSSI). Linz: Institute of Networks and Security, 2007. PP. 443–449.

14. Kumar A., Saxena N., Tsudik G., Uzun E. Caveat emptor: A comparative study of secure device pairing methods // Proceedings of the International Conference on Pervasive Computing and Communications (Galveston, USA, 9–13 March 2009). IEEE, 2009. PP. 1–10. DOI:10.1109/PERCOM.2009.4912753

15. Корпусов В.Д., Ольховой О.О., Яковлев В.А. Исследование датчика случайных чисел на основе магнитометра // VII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании» (Санкт-Петербург, Россия, 28 февраля–1 марта 2018). СПб: СПбГУТ, 2018. С. 488–494.

16. Яковлев В.А. Аутентификация ключей, распределяемых методом Диффи-Хеллмана, для мобильных устройств на основе аутентифицирующих помехоустойчивых кодов и магнитометрических данных // Труды СПИИРАН. 2019. Т. 18. № 3. С. 705–740. DOI:10.15622/sp.2019.18.3.705-740

17. Maurer U. Information-Theoretically Secure Secret-Key Agreement by not Authenticated Public Discussion // Proceedings of the International Conference on the Theory and Application of Cryptographic Techniques (Konstanz, Germany, 11–15 May 1997). Lecture Notes in Computer Science. Berlin, Heidelberg: Springer, 1997. Vol. 1233. PP. 209–223. DOI:10.1007/3-540-69053-0_15

18. Korzhik V., Yakovlev V., Morales-Luna G., Chesnokov R. Perfomance Evaluation of Keyless Authentication Based on Noisy Channel // Proceedings of the 4th International Conference on Mathematical Methods, Models, and Architectures for Computer Network Security (MMM-ACNS 2007, St. Petersburg, Russia, 13–15 September 2007). Communications in Computer and Information Science. Berlin, Heidelberg: Springer, 2007. Vol. 1. PP. 115–126. DOI:10.1007/978-3-540-73986-9_9

19. Яковлев В.А. Способ аутентификации значений Диффи-Хеллмана на основе предварительно распределенных случайных последовательностей и хэширующих функций // X Международная научно-техническая и научно-методическая конференция «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании» (Санкт-Петербург, Россия, 24–25 февраля 2021). СПб: СПбГУТ, 2021. С. 693–698.

20. Yakovlev V., Korzhik V., Adadurov S. Authentication of Diffie-Hellman Protocol for Mobile Units Executing a Secure Device Pairing Procedure in Advance // Proceedings of the 29th Conference of Open Innovations Association (FRUCT, Tampere, Finland, 12–14 May 2021). IEEE, 2021. DOI:10.23919/FRUCT52173.2021.9435495

21. Wegman M.N., Carter J.L. New Hash Functions and their Use in Authentication and Set Equality // Journal of Computer and System Sciences. 1981. Vol. 22. Iss. 3. PP. 265–279. DOI:10.1016/0022-0000(81)90033-7

22. Carter J.l., Wegman M.N. Universal classes of hash functions // Journal of Computer and System Sciences. 1979. Vol. 18. Iss. 2. PP. 143–154. DOI:10.1016/0022-0000(79)90044-8

23. Maurer U. Secret key agreement by public discussion from common information // IEEE Transactions on Information Theory. 1993. Vol. 39. Iss. 3. PP. 2535–2549. DOI:10.1109/18.256484

24. ГОСТ Р 34 12-2015. Информационная технология. Криптографическая защита информации. Блочные шифры. М.: Стандартинформ, 2015.

25. FIPS 197. Specification for the ADVANCED ENCRIPTION STANDARD (AES). Nov.2001.

* * *

Method for Authentication of Diffie – Hellman Values Based on Pre-Distributed Random Sequences and Wegman – Carter One-Time Pad Algorithm

V. Yakovlev[1]

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

Article info
DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-79-90
Received 9th June 2021
Accepted 19th July 2021

For citation: Yakovlev V. Method for Authentication of Diffie – Hellman Values Based on Pre-Distributed Random Sequences and Wegman – Carter One-Time Pad Algorithm. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(3):79–90. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-79-90

Abstract: *A method of authentication of keys generated by the Diffie-Hellman method is investigated in the context of the use of a man-in-the-middle attack by an attacker. It is assumed that the users Alice and Bob, who form the key, have pre-distributed random bit strings* ***a*** *and* ***b****, respectively, obtained either from some source or generated by themselves based on data obtained from magnetometers or accelerometers from mobile devices. The attacker has no access to these chains. A method for authenticating Diffie – Hellman values (DH values) is proposed. For this purpose, the message (DH-value) is divided by Alice into N blocks. For each block, an authenticator is calculated using the Wegman – Carter algorithm with a one-time pad keys, which are sequences* ***a*** *and* ***b.*** *The DH-value and authenticators are transmitted over the channel to Bob, who calculates authenticators from the received DH-value and compares them with the authenticators received from the channel. If the number of unauthenticated blocks does not exceed the set threshold, then DH-value authentication is considered successful. But the drawback of this method is a little disagreement between authenticating strings of different users. The formulas for probabilities of the undetected deception and the false alarm (due to the mismatch of chains* ***a*** *and* ***b****) are proved. The optimization of the method parameters (the number of blocks and the length of the authenticator) is carried out, at which the consumption of the authentication key (chains* ***a*** *and* ***b****) is minimized when the specified requirements for the probability of the undetected deception and the false alarm are met. Examples of the choice of authentication parameters for a 256-bit DH-value are given.*

Keywords: *Diffie – Hellman method, authentication, universal hash functions, Wegman – Carter one-time pad authentication.*

References

1. Diffie M., Hellman M. New directions in cryptography. *IEEE Transactions on Information Theory*. 1976;22(6):644–654. DOI:10.1109/TIT.1976.1055638
2. Mirzadeh S., Cruickshank H., Tafazolli R. Secure Device Pairing: A Survey. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 2014;16:17–40. DOI:10.1109/SURV.2013.111413.00196
3. Zeng K. Physical layer key generation in wireless networks: challenges and opportunities. *IEEE Communications Magazine*. 2015;53(4):20–27. DOI:10.1109/MCOM.2015.7120014
4. Zhang J., Duong T.Q., Marshall A., Woods R. Key Generation from Wireless Channels: a Review. *IEEE Access*. 2016;4: 614–626. DOI:10.1109/ACCESS.2016.2521718
5. Jin R., Shi L., Zeng K., Pande A., Mohapatra P. MagPairing: Pairing Smartphones in Close Proximity Using Magnetometer. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*. 2016;6:1304–1319. DOI:10.1109/TIFS.2015.2505626
6. Mc Cune J., Perring A., Reiter M. Seeing-is-believing: using camera phones for human-verifiable authentication. *Proceedings of the Symposium on Security and Privacy, S&P'05, 8–11 May 2005, Oakland, USA*. IEEE; 2005. p.110–124. DOI:10.1109/SP.2005.19
7. Saxena N., Ekberg J.-E., Kostiainen K., Asokan N. Secure Device Pairing Based on a Visual Channel. *Proceedings of the Symposium on Security and Privacy, S&P'06, 21–24 May 2006, Berkeley/Oakland, USA*. IEEE; 2006. p.57–68. DOI:10.1109/SP.2006.35
8. Prasad R., Saxena N. Efficient Device Pairing Using "Human-Comparable" Synchronized Audiovisual Patterns. *Proceedings of the 6th International Conference on Applied Cryptography and Network Security, ACNS 2008, 3–6 June 2008, New York,*

USA. Lecture Notes in Computer Science. Berlin, Heidelberg: Springer; 2008. vol.5037. p.328–345. DOI:10.1007/978-3-540-68914-0_20

9. Goodrich M.T., Sirivianos M., Solis J., Soriente C., Tsudik G., Uzun E. Using Audio in Secure Device Pairing. *International Journal of Security and Networks*. 2009;4(1):57–68. DOI:10.1504/IJSN.2009.023426

10. Goodrich M.T., Sirivianos M., Solis J., Tsudik G. Uzun E. Loud and Clear: Human-Verifiable Authentication Based on Audio. Distributed Computing Systems. *Proceedings of the 26th International Conference on Distributed Computing Systems, ICDCS 2006, 4–7 July 2006, Lisboa, Portugal*. IEEE; 2006. p.1–10. DOI:10.1109/ICDCS.2006.52

11. Soriente C., Tsudik G., Uzun E. HAPADEP: Human-Assisted Pure Audio Device Pairing. *Proceedings of the 11th International Conference on Information Security, ISC 2008, 15–18 September 2008, Taipei, Taiwan. Lecture Notes in Computer Science*. Berlin, Heidelberg: Springer; 2008. vol.5222. p.385–400. DOI:10.1007/978-3-540-85886-7_27

12. Mayrhofer R. Gellersen H. Shake Well Before Use: Intuitive and Secure Pairing of Mobile Devices. *IEEE Transactions on Mobile Computing.* 2009;8(6):792–806. DOI:10.1109/TMC.2009.51

13. Soriente C., Tsudik G., Uzun E. BEDA: Button-Enabled Device Association. *Proceedings of the 1st International Workshop on Security for Spontaneous Interaction (IWSSI)*. Linz: Institute of Networks and Security; 2007. p.443–449.

14. Kumar A., Saxena N., Tsudik G., Uzun E. Caveat emptor: A comparative study of secure device pairing methods. *Proceedings of the International Conference on Pervasive Computing and Communications, 9–13 March 2009, Galveston, USA*. IEEE; 2009. p.1–10. DOI:10.1109/PERCOM.2009.4912753

15. Korpusov V., Olkhovoy O., Yakovlev V. The Research of the Random Number Generator Based on the Magnetometer. *Proceedings of the VIIth International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 28 February–1 March 2018, St. Petersburg, Russia*. St. Petersburg: The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2018. p.488–494. (in Russ.)

16. Yakovlev V.A. Authentication of Keys Distriburted by the Diffie – Hellman Method for Mobile Devices Based on Authentication Codes and Magnetometric Data. *SPIIRAS Proceedings*. 2019;18(3):705–740. DOI:10.15622/sp.2019.18.3.705-740

17. Maurer U. Information-Theoretically Secure Secret-Key Agreement by not Authenticated Public Discussion. *Proceedings of the International Conference on the Theory and Application of Cryptographic Techniques, 11–15 May 1997, Konstanz, Germany. Lecture Notes in Computer Science*. Berlin, Heidelberg: Springer; 1997. vol.1233. p.209–223. DOI:10.1007/3-540-69053-0_15

18. Korzhik V., Yakovlev V., Morales-Luna G., Chesnokov R. Perfomance Evaluation of Keyless Authentication Based on Noisy Channel. *Proceedings of the 4th International Conference on Mathematical Methods, Models, and Architectures for Computer Network Security, MMM-ACNS 2007, 13–15 September 2007, St. Petersburg, Russia. Communications in Computer and Information Science*. Berlin, Heidelberg: Springer, 2007. vol.1. p.115–126. DOI:10.1007/978-3-540-73986-9_9

19. Yakovlev V. Authentication Method Diffie-Hellman Values Based on Pre-Distributed Binary Sequences and Strictly Universal Hash Functions // *Proceedings of the* X *International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 24–28 February 2021, St. Petersburg, Russia*. St. Petersburg: The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2021. p. 693–698. (in Russ.)

20. Yakovlev V., Korzhik V., Adadurov S. Authentication of Diffie-Hellman Protocol for Mobile Units Executing a Secure Device Pairing Procedure in Advance. *Proceedings of the 29th Conference of Open Innovations Association, FRUCT, 12–14 May 2021, Tampere, Finland*. IEEE; 2021. DOI:10.23919/FRUCT52173.2021.9435495

21. Wegman M.N., Carter J.L. New Hash Functions and their Use in Authentication and Set Equality. *Journal of Computer and System Sciences*. 1981;22(3):265–279. DOI:10.1016/0022-0000(81)90033-7

22. Carter J.l., Wegman M.N. Universal classes of hash functions. *Journal of Computer and System Sciences*. 1979;18(2):143–154. DOI:10.1016/0022-0000(79)90044-8

23. Maurer U. Secret key agreement by public discussion from common information. *IEEE Transactions on Information Theory*. 1993;39(3):2535–2549.

24. GOST P 34 12-2015. *Information Technology. Cryptographic Information Protection. Block Ciphers*. M.: Standartinform Publ.; 2015. (in Russ.).

25. FIPS 197. Specification for the ADVANCED ENCRIPTION STANDARD (AES). Nov.2001.

Сведения об авторе:

ЯКОВЛЕВ Виктор Алексеевич — доктор технических наук, профессор, профессор кафедры защищенных систем связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, viyak@bk.ru

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

УДК 004.056 DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-92-100

Метод группового управления в мультиагентных робототехнических системах в условиях воздействия дестабилизирующих факторов

Т.В. Зикратова[1*]

[1]Военный институт (Военно-морской политехнический) ВУНЦ ВМФ «Военно-морская академия»,
Санкт-Петербург, 196602, Российская Федерация
*Адрес для переписки: ztv64@yandex.ru

Информация о статье
Поступила в редакцию 19.07.2021
Принята к публикации 06.08.2021

Ссылка для цитирования: Зикратова Т.В. Метод группового управления в мультиагентных робототехнических системах в условиях воздействия дестабилизирующих факторов // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 3. С. 92–100. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-92-100

Аннотация: *Рассмотрена задача поиска оптимального решения в самоорганизующейся автономной групповой робототехнической системе в условиях неопределенности. Разработан метод оценки качества группового управления, основанный на статистико-вероятностном критерии принятия решения. Отличительной особенностью метода является использование метрик доверия. Данный подход позволяет выявлять и снижать влияние дестабилизирующих факторов в процессе информационного взаимодействия в автономной группе киберфизических объектов. Результаты могут быть использованы при разработке алгоритмов группового управления роев автономных робототехнических комплексов.*

Ключевые слова: *оптимизация, самоорганизующиеся робототехнические системы, управление роем, поведенческие модели, модель доверия, средний риск.*

Введение

К технологическим тенденциям, на которых базируется четвертая промышленная революция, относятся искусственный интеллект, большие данные и аналитика, «интернет вещей», виртуальная и дополненная реальность, системы компьютерного зрения, беспроводные технологии передачи данных и т. д. Перечисленные технологии легли в основу развития и внедрения в реальный сектор экономики киберфизических устройств (КФУ), которые представляют собой робототехнические комплексы (в том числе автономные и мобильные роботы), а также самоорганизующиеся группы (рои) роботов, использующие мультиагентные алгоритмы управления. Такие системы обычно включают в себя большое число относительно простых автономных и мобильных физических объектов, обладающих встроенными вычислительными и коммуникационными возможностями, и способны совместно решать сложные задачи, демонстрируя при этом интеллектуальное поведение [1, 2, 3]. Примерами использования таких систем могут служить группы (рои) беспилотных аппаратов наземного, воздушного и морского базирования, выполняющие разведывательные, поисковые, ударные и другие функции.

Особенностью мультиагентных самоорганизующихся групп роботов является децентрализованное управление всем роем, когда процесс принятия решений на рациональное использование как всего роя, так и каждого его робота (агента) в отдельности, принимается непосредственно самими агентами путем информационного взаимодействия друг с другом и окружающей средой по единым критериям и алгоритмам [4, 5].

В тоже время следствием интеграции мобильных физических объектов в информационно-телекоммуникационные системы является появление ряда новых, не свойственных ранее автоматизированным системам управления, условий функционирования. Так, например, для роев самоорганизующихся мультиагентных робототехнических систем (МРТС) специфика условий функционирования может быть обусловлена следующими факторами [6]:

– неполнотой и/или противоречивостью сведений у отдельных элементов МРТС о состоянии

других членов роя и внешней среды;

– разнообразием вариантов путей достижения цели самоорганизующимися системами, многообразием структур коллектива и отдельных КФУ, а также вариантов распределения ролей между ними;

– распределенностью группировки в пространстве, динамическим характером топологии сети и, как следствие, сложностью обеспечения устойчивой коммуникации как между агентами, так и с центром управления;

– расположением всего роя или отдельных КФУ вне пределов зоны контролируемой территории;

– непредсказуемой динамикой внешней природной и индустриальной среды, которая при ее изменении оказывает существенное влияние на реакцию системы;

– масштабируемостью системы в пространстве и времени;

– сложностью или невозможностью внешнего контроля за элементами МРТС;

– возрастанием требований к простоте и стоимости мобильных беспилотных аппаратов, энергосберегающим характеристикам;

– ограниченностью в вычислительных ресурсах и автономности;

– снижением эффективности существующих методов управления сложными техническими системами ввиду существенного роста участников информационного обмена, а также открытостью архитектуры некоторых видов МРТС.

При информационном взаимодействии агентов роя указанные особенности могут приводить к появлению дестабилизирующих факторов (ДФ), таких как сбои/ошибки в каналах передачи данных, затрудненные условия работы сенсорных устройств, неоптимальные условия наблюдения и др. Также в условиях влияния ДФ возможно возникновение нештатных ситуаций, которые приводят к снижению качества и эффективности применения сложных систем. Все это обуславливает актуальность решения задачи выработки оптимальных решений в условиях неопределенности.

Современные алгоритмы решения экстремальных задач в сложных технических системах базируются, как правило, на использовании искусственного интеллекта и нейротехнологий, основанных на знаниях предметной области. Однако из-за указанных выше особенностей функционирования автономных агентов и непредсказуемой динамики внешней среды использование традиционной парадигмы интеллектуальных систем, основанной на *знаниях* предметной области, не всегда позволяет эффективно решать задачи управления системами со сложным поведением [7].

В работе [1] в качестве теоретического фундамента предлагается использовать *поведенческую* парадигму искусственного интеллекта, основанную не на *знаниях*, а на представлении *поведенческих аспектов* объектов и субъектов группового управления в сложных системах. Системы, в которых интеллект формируется как результат индивидуального поведения и взаимодействия множества физических сущностей (например, роботов) и/или виртуальных сущностей (программных агентов в динамической среде), получили название систем, *основанных на поведении* (BBS *аббр. от англ.* Behavior-Based Systems).

В настоящей статье, а также в работах [9, 10], для решения задачи оптимизации управления роем в условиях неопределенности предлагается применить поведенческую модель роя. Отличительной особенностью модели является использование метрики доверия агентов друг к другу в качестве характеристики поведения агентов в рое. Предлагаемый метод группового управления основан на статистико-вероятностном подходе выработки алгоритма, обеспечивающего минимум среднего риска при выборе управляющего решения, исходя из условий оптимальности. В отличие от централизованных киберфизических и информационных систем оценка рисков осуществляется непосредственно в рое на основе формирования показателя доверия в процессе информационного взаимодействия.

Целью данной работы является совершенствование поведенческих интеллектуальных механизмов поддержки принятия решения, позволяющих снизить влияние ДФ на эффективность роевых робототехнических систем.

Пример самоорганизации МРТС с децентрализованным управлением

Рассмотрим функционирование МРТС в варианте известной и распространенной итерационной процедуры оптимизации коллективного решения [4, 10]. Все члены роя получают исходные данные, необходимые для решения оптимизационной задачи по достижению цели, стоящей перед МРТС. Каждый робот коллектива (агент) R_j $(j = \overline{1,N})$ обладает своим процессорным устройством (ПУ). Схема типовой структуры МРТС с децентрализованным управлением может иметь вид, показанный на рисунке 1.

В состав ПУ входят несколько функциональных устройств: ВБ – вычислительный блок; БПИ – блок передачи информации; БПрИ – блок приема информации; БОТС – блок определения текущего состояния; СБ – сенсорный блок. В составе сенсорного блока могут быть различные устройства, позволяющие осуществлять наблюдение за окружающей средой и роя в оптическом, инфракрасном или радиолокационном диапазонах волн.

Процессорное устройство робота связано с процессорными узлами других роботов каналами связи, по которым передается информация о текущих

состояниях s_i^0 роботов и выбираемых ими в процессе выполнения итерационной процедуры действиях A_j^{k+1}, (k = 0, 1, 2, ...). Кроме того, ПУ получает информацию о состоянии s_j^0 своего робота, других агентов и окружающей среды E^0. На основании всей полученной информации ВБ j-го робота вычисляет значение приращения целевого функционала $\Delta\mathbf{Y}$ для всех возможных допустимых действий в текущей ситуации и в качестве нового действия A_j^{k+1} выбирает то, для которого значение $\Delta\mathbf{Y}$ максимально.

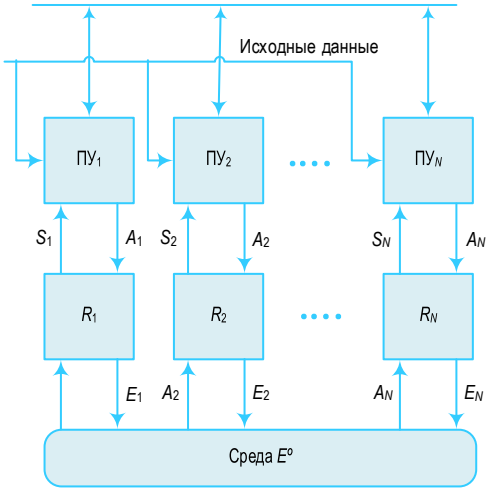


Рис. 1. Децентрализованная система управления в МРТС

Fig. 1. The Decentralized Management System in the MRTS

Рассмотрим работу роя в процессе решения типовой задачи целераспределения. Пусть имеется M целей и коллектив из N роботов R_j ($j = \overline{1,N}$). На каждую цель должно быть выделено заранее известное число роботов, необходимое для обеспечения целей. После того, как каждую из целей выберет необходимое число роботов, задача считается выполненной. Оставшиеся роботы образуют резервный кластер.

Каждому агенту роя на старте алгоритма известны: свои координаты, координаты целей, координаты агентов роя, количество роботов, необходимое для обеспечения каждой цели.

Робот R_j оценивает эффективность своих действий по каждой цели и сообщает массив своих оценок $D_j = [d_{j1},\ d_{j2},\ \ldots,\ d_{jM}]$ остальным членам коллектива. В ПУ каждого робота формируется матрица **D** размерностью (N, M), элементами которой являются d_{jl} – оценки эффективности j-го робота для l-й цели.

После формирования матрицы **D** начинаются итерационные процедуры формирования коллективного плана, в результате которого для каждой цели обеспечивается максимум функционала:

$$\mathbf{Y}_c = \sum_{j,l=1}^{N} d_{jl} n_{jl} \to \max, \qquad (1)$$

при следующих ограничениях:

$$\sum_{l=1}^{N} n_{jl} = 1, \quad \sum_{j=1}^{N} n_{jl} = n_l^{\max}, \quad d_{jl} \geq 0,$$

где $n_{jl} = \begin{cases} 1, & \text{если } j-\text{й робот выбрал } l-\text{ю цель}, \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}$

Здесь $j = \overline{1,N}$, $l = \overline{1,N}$, а $n_l^{\max}$ – необходимое количество роботов, которые должны выбрать l-ю цель.

Однако следует учесть, что под влиянием ДФ коммуникация между агентами может быть нарушена. В этом случае могут иметь место такие состояния агентов МРТС в отношении других агентов:
– состояние s_1: «слышу и вижу объект»;
– состояние s_2: «не слышу и вижу объект»;
– состояние s_3: «слышу и не вижу объект»;
– состояние s_4: «не слышу и не вижу объект».

Пример 1.

Пусть МРТС имеет в своем составе шесть роботов (N = 6), каждый из которых подключен к радиосети роя и оснащен GPS/ГЛОНАСС и лидаром. Задача роя состоит в распределении роботов по двум объектам: **A** и **B**. При этом на цель **A** необходимо назначить два аппарата, а на цель **B** – три (рисунок 2).

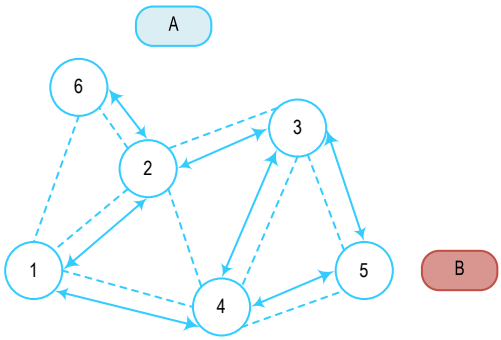


Рис. 2. Рой беспилотников и цели перед выполнением задачи

Fig. 2. Swarm of Drones and Targets Before Completing the Task

Агенты могут общаться с теми членами группы, которые в данной ситуации доступны для радиосвязи (пунктирные линии). Некоторые агенты в зоне видимости наблюдают соседей посредством оптических сенсоров (стрелки). Тогда матрица состояний объектов будет иметь вид:

	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6
R_1		s_2	s_4	s_1	s_4	s_2
R_2	s_2		s_1	s_2	s_4	s_1
R_3	s_4	s_1		s_1	s_1	s_4
R_4	s_1	s_2	s_1		s_1	s_4
R_5	s_4	s_4	s_1	s_1		s_4
R_6	s_2	s_1	s_4	s_4	s_4	

Выберем в качестве показателя эффективности $D_j = [d_{j1},\ d_{j2},\ \ldots,\ d_{jM}]$ расстояние от агента до цели. Чем меньше это расстояние, тем меньше

топлива и времени необходимо затратить рою для выполнения задачи, и тем большей эффективностью обладает агент. Тогда функционал (1) при тех же ограничениях можно записать в виде:

$$\mathbf{Y}_c = \sum_{j,l=1}^{N} d_{jl} n_{jl} \to \min. \qquad (2)$$

Предположим, что исходя из условий наблюдения и по результатам измерений расстояния от агента R_1 до целей **A** и **B** имеют значения $d_1 = \{34, 46\}$. Эти данные робот R_1 сообщает роботам R_2, R_4 и R_6, которые находятся в зоне радиосвязи. Аналогично сообщение второго агента ($d_2 = \{14, 34\}$) принято роботами R_1, R_3, R_4 и R_6, и так далее (таблица 1).

ТАБЛИЦА 1. Принятые при информационном обмене сообщения

TABLE 1. Messages received During the Information Exchange

	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6
d_1	+	+		+		+
d_2	+	+	+	+		+
d_3		+	+	+	+	
d_4	+	+	+	+	+	
d_5			+	+	+	
d_6	+	+				+

После окончания обмена информацией, агенты запрашивают друг у друга недостающие сведения и заполняют матрицу оценок эффективности (дистанций) **D** в своих ОЗУ (таблица 2), которая перед первой итерационной процедурой будет иметь вид:

ТАБЛИЦА 2. Матрица оценок эффективностей в штатном режиме

TABLE 2. Matrix of Efficiency Estimates in the Normal Mode

	A	**B**
d_1	34	46
d_2	14	34
d_3	27	20
d_4	31	24
d_5	46	5
d_6	16	48

Тогда в результате выполнения итерационных процедур решение о назначении агентов на цель будет следующим (таблица 3). В итоге на цель **A** будут назначены агенты R_2 и R_6, на цель **B** – агенты R_3, R_4 и R_5. Агент R_1 остается в резерве (рисунок 3).

Целевая функция при этом примет значение:

$$\mathbf{Y}_c = (14 + 16) + (5 + 20 + 24) = 30 + 49 = 79.$$

Очевидно, что любое другое сочетание назначенных на цели агентов приведет к увеличению $\mathbf{Y}_c$.

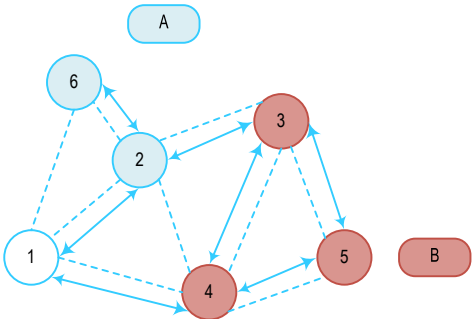


Рис. 3. Результат решения задачи в штатном режиме

Fig. 3. The Result of Solving the Problem in the Normal Mode

ТАБЛИЦА 3. Результаты итерационной процедуры в штатном режиме

TABLE 3. The Results of the Iterative Procedure in the Normal Mode

Номер итерации	Результат итерации	Матрица **D** после итерации		
Итерация 1	На цель A назначен агент R_2		A	B
		1	34	46
		3	27	20
		4	31	24
		5	46	5
		6	16	48
Итерация 2	На цель A назначен агент R_6. Цель A обеспечена.		A	B
		1	34	46
		3	27	20
		4	31	24
		5	46	5
Итерация 3	На цель B назначен агент R_5		B	
		1	46	
		3	20	
		4	24	
Итерация 4	На цель B назначен агент R_3		B	
		1	46	
		4	24	
Итерация 5	На цель B назначен агент R_4. Цель B обеспечена.		B	
		1	46	

Пример 2.

Рассмотрим задачу примера 1 при условии, что агент № 2 в результате воздействия тех или иных ДФ неверно оценил и передал в рой свою эффективность: расстояния до целей **A** и **B** оказались меньше, чем его реальное удаление от этих объектов (таблица 4).

ТАБЛИЦА 4. Матрица оценок эффективностей при воздействии ДФ

TABLE 4. Matrix of Efficiency Estimates Under the Influence of Destabilizing Factors

	A	**B**
d_1	34	46
d_2	**4**	**3**
d_3	27	20
d_4	31	24
d_5	46	5
d_6	16	48

Тогда решение о назначении агентов на цель, выработанное в результате выполнения итерационных процедур, будет соответствовать данным в таблице 5.

На цель **A** будут назначены агенты R_4 и R_6, на цель **B** агенты R_2, R_3 и R_5. Агент R_1 остается в резерве (рисунок 4).

ТАБЛИЦА 5. Результаты итерационной процедуры при воздействии ДФ

TABLE 5. Results of the Iterative Procedure Under the Influence of Destabilizing Factors

Номер итерации	Результат итерации	Матрица **D** после итерации		
Итерация 1	**На цель B назначен агент R_2**		**A**	**B**
		1	**34**	**46**
		3	**27**	**20**
		4	**31**	**24**
		5	**46**	**5**
		6	**16**	**48**
Итерация 2	На цель A назначен агент R_6.		A	B
		1	34	46
		3	27	20
		4	31	24
		5	46	5
Итерация 3	На цель B назначен агент R_5		A	B
		1	34	46
		3	27	20
		4	31	24
Итерация 4	На цель B назначен агент R_3		B	B
		1	46	46
		4	24	24
			A	
		1	34	
		4	31	
Итерация 5	На цель A назначен агент R_4		A	
		1	34	

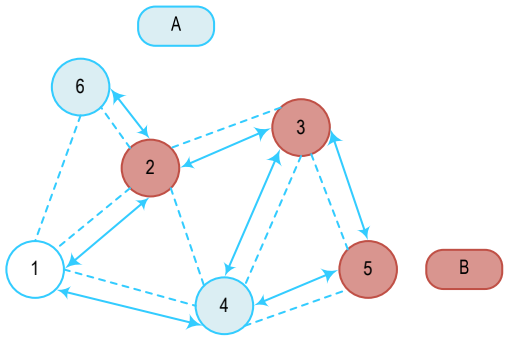


Рис. 4. Результат решения задачи в условиях воздействия ДФ

Fig. 4. The Result of Solving the Problem Under the Influence of Destabilizing Factors

Целевая функция, рассчитанная с учетом фиктивных данных от агента № 2, примет значение:

$$\mathbf{Y}_c^F = (16 + 31) + (\mathbf{3} + 5 + 20) = 47 + 45 = 92.$$

Но фактически этот показатель будет равен:

$$\mathbf{Y}_c^T = (16 + 31) + (\mathbf{34} + 5 + 20) = 47 + 59 = 106.$$

Это означает, что присутствие в рое агента, передавшего ошибочные сведения, на 25 % ухудшило показатель $\mathbf{Y}_c$ по сравнению со штатным режимом.

Модель доверия для МРТС

Исходя из приведенного описания алгоритма функционирования МРТС, под дестабилизирующим фактором, воздействующим на информационный обмен на k-й итерации, будем понимать влияние окружающей среды или внутренних сбоев на принятие управленческих решений роем. Данное влияние проявляется в отсутствии или снижении качества информационного взаимодействия агентов роя, в результате которого выбранное ими на $k + 1$ итерации новое действие A_j^{k+1} не будет способствовать максимальному приращению целевого функционала $\Delta\mathbf{Y}$ МРТС в имеющихся условиях.

Соответственно возникает задача интеграции в МРТС так называемой «экспертной системы». По своей сути экспертная система является системой «интеллектуальной поддержки», обеспечивающей принятие правильного решения в условиях неопределенности, а также позволяющая снизить риски принятия неэффективных решений на основе анализа всеми агентами роя доступных им сведений о текущем местоположении каждого агента, передаваемой ими информации и принятых агентами решениях по улучшению целевого функционала.

Иначе говоря, экспертная система должна выявлять влияние ДФ на поведение системы и определять тех агентов, способность которых эффективно выполнить задачу в данных условиях обстановки вызывает сомнения. С этой целью предлагается разделить агентов роя по уровням доверия на основе анализа группового поведения.

Под доверием субъекта к объекту в данном случае будем понимать положительное отношение к агенту, основанное на уверенности в его эффективности и достоверности передаваемой им информации.

Формальное описание модели доверия представлено в работе [8]. Запишем его применительно к решаемой нами задаче в следующем виде:

$R = \{R_1, R_2, \ldots, AR_n\}$ – множество роботов-агентов в составе МРТС;

$S = \{s_1, s_2, \ldots, s_m\}$ – множество состояний устройств коммуникации робота-субъекта;

V = {False, True} – множество значений результатов проверки состояния агентов роя: False – ложь, True – истина;

$ST = R \times S \times V$ – множество ситуаций, в которых может находиться МРТС в текущей итерации;

$W_l = \{w_l^1, w_l^2, \ldots w_l^m\}$ – вектор значений уровней доверия l-го робота-субъекта для роботов-объектов роя после завершения текущей итерации, $l \neq m$.

Использование модели доверия состоит в следующем. После запуска итерационного цикла j-й робот (робот-субъект) ($j = \overline{1,N}$) вырабатывает действие A_j^{k+1} с максимальным приращением $\Delta\mathbf{Y}$, и осуществляет доступ на запись информации о A_j^{k+1} в ПУ роботов-объектов. Остальные роботы-агенты, имеющие статус экспертов и получившие эту информацию, проверяют соответствие полученной информации реальной обстановке. Такая проверка осуществляется каждым агентом своими сенсорными устройствами (лидарами, радарами и т. д.).

Если i-й робот (робот-объект) при ($i \neq j$) в результате проверки на k + 1 шаге своими средствами переданного j-м роботом сообщения о своем состоянии Z_j^0 и A_j^k получил положительное заключение (результат проверки – True), он повышает уровень доверия для j-го робота $w_i^j = w_i^j + \Delta w$.

Если вследствие влияния ДФ (например, переданная роботом-субъектом информация противоречит данным наблюдения других агентов, или выбрано нерациональное действие) результат проверки оказался отрицательным (False), то уровень доверия робота-объекта для j-го робота-субъекта уменьшится: $w_i^j = w_i^j - \Delta w$.

Результаты оценки роботы сообщают всем членам роя для формирования коллективного показателя уровня доверия в отношении каждого из них. Таким образом, сформированный показатель доверия между агентами роя (назовем его «метрика доверия») может служить критерием для причисления агентов к тому или иному классу по степени их «полезности» в данной ситуации.

Например, в МРТС условно можно разделить агентов на 3 класса по уровням доверия:

– к *первому* классу отнесем агентов, находящихся в зоне устойчивой связи в радиосети и не подверженных воздействию ДФ;

– ко *второму* классу – агентов, периодически попадающих под воздействие ДФ (сбои систем беспилотного аппарата, слабое или непродолжительное воздействие природных или индустриальных помех и т. д.);

– к *третьему* классу – агентов, пребывающих под воздействием ДФ длительное время (отказы систем беспилотного аппарата, сильное и/или продолжительное воздействие природных или индустриальных помех и т. д.).

Становится очевидным следующее. Чтобы избежать ситуаций, описанных в примере № 2, рою при выполнении поставленной задачи целесообразно сначала использовать агентов с высоким уровнем доверия (агентов, отнесенных к 1-му классу), затем – со среднем уровнем доверия (2-й класс), а агентов с низким уровнем доверия (3-й класс) привлекать в последнюю очередь.

Таким образом, задача разбиения множества агентов роя по уровням доверия сводится к задаче классификации объектов. Вероятности причисления агентов к тому или иному классу могут быть различны, а количество классов может быть произвольным. Учитывая данный факт, введем показатель, определяющий выбор роботом-агентом «своей» цели, исходя из условий оптимальности. Таким показателем может стать критерий, известный из теории принятия решений в условиях неопределенности – критерий минимума среднего риска [11]. Согласно этому критерию ситуация будет выглядеть следующим образом:

– если классификатор причисляет объект r к классу C_j, ($j = \overline{1,T}$, где T – количество классов), когда на самом деле он принадлежит классу C_i, то классификатор несет потери L_{ij};

– если для объекта вычислить математические ожидания таких потерь (условные средние риски):

$$f_j = \sum_{i=1}^{T} L_{ij} P(H_i) p\left(\frac{r}{H_i}\right), \quad (3)$$

где $P(H_i)$ – вероятность класса; $p(r/H_i)$ – условная вероятность принадлежности атрибутов объекта r к классу C_i, тогда объект будет причислен к тому классу, средний риск для которого минимальный.

Метод оптимизации управления роем в условиях ДФ

Пример 3.

Рассмотрим реализацию предложенного критерия применительно к нашему примеру (см. пример 2). Согласно выражению (3) средний риск отнесения объекта r к классу 1 будет равен:

$$f_1 = L_{11} P(H_1) p\left(\frac{r}{H_1}\right) + L_{21} P(H_2) p\left(\frac{r}{H_2}\right) + L_{31} P(H_3) p\left(\frac{r}{H_3}\right).$$

Аналогично средний риск отнесения объекта к классу 2:

$$f_2 = L_{12} P(H_1) p\left(\frac{r}{H_1}\right) + L_{22} P(H_2) p\left(\frac{r}{H_2}\right) + L_{32} P(H_3) p\left(\frac{r}{H_3}\right),$$

и, соответственно, к классу 3:

$$f_3 = L_{13} P(H_1) p\left(\frac{r}{H_1}\right) + L_{23} P(H_2) p\left(\frac{r}{H_2}\right) + L_{33} P(H_3) p\left(\frac{r}{H_3}\right).$$

Пусть потери, которые несет классификатор при отнесении объекта класса i к классу C_i, будут равны. Это означает, что классификация осуществлена правильно. В остальных случаях потери примем равными:

$$L_{12} = L_{21} = L_{23} = L_{32} = 1,$$

$$L_{13} = L_{31} = 2.$$

Допустим, что априорные вероятности классов равны. Учитывая, что $\sum_i P(H_i) = 1$, то $P(H_1) = P(H_2) = P(H_3) = 0{,}33$.

Эти данные записываются в ПЗУ агентов перед выполнением задачи в качестве констант. Кроме того, в ПЗУ необходимо записать априорные значения условных вероятностей принадлежности атрибутов объекта к классу, которые могут быть получены экспериментально на этапе предварительной подготовки. Предположим, что для объектов 1-го класса вероятность того, что результат проверки окажется истинным (True) равна 0,95, для 2-го класса – 0,5, и 3-го класса – 0,05. Тогда вероятность противоположного события (результат проверки – False) – соответственно, 0,05, 0,5 и 0,95. По аналогии зададим для каждого класса априорные вероятности того, что объект находится в зоне видимости лидара (атрибут «Вижу») и/или в радиосети (атрибут «Слышу») роя (таблица 6).

ТАБЛИЦА 6. Исходные данные в ПЗУ агента

TABLE. 6. Source Data in the Agent's ROM

Атрибуты	Классы			
	i	1	2	3
Вероятность класса	$P(H_i)$	0,33	0,33	0,33
Атрибут «Слышу»	$P(r_1/H_i)$	0,9	0,5	0,1
Атрибут «Вижу»	$P(r_2/H_i)$	0,9	0,5	0,1
Атрибут «True»	$P(r_3/H_i)$	0,95	0,5	0,05
Атрибут «Falce»	$P(r_4/H_i)$	0,05	0,5	0,95

По результатам информационного обмена и проверки сообщений каждый агент формирует в оперативной памяти четыре хэш-таблицы. В двух таблицах содержатся результаты проверок сенсорными устройствами переданной информации, в двух других – сведения о наличии визуальной информации и информации, полученной по радиосвязи.

В нашем примере, когда агент R_2 под влиянием ДФ передал неверную информацию, результаты проверок будут иметь вид, представленный в таблицах 7–10.

ТАБЛИЦА 7. Наличие у агентов атрибута «Слышу»

TABLE 7. The Presence of the "I Hear" Attribute in the Agents

Слышно	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6
R_1		1	0	1	0	1
R_2	1		1	1	0	1
R_3	0	1		1	1	0
R_4	1	1	1		1	0
R_5	0	0	1	1		0
R_6	1	1	0	0	0	

ТАБЛИЦА 8. Наличие у агентов атрибута «Вижу»

TABLE 8. Whether Agents Have the "I See" Attribute

Видно	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6
R_1		1	0	1	0	0
R_2	1		1	0	0	1
R_3	0	1		1	1	0
R_4	1	0	1		1	0
R_5	0	0	1	1		0
R_6	0	1	0	0	0	

ТАБЛИЦА 9. Наличие у агентов атрибута «True»

TABLE 9. Whether Agents Have the "True" Attribute

True	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6
R_1				1		
R_2	1		1			1
R_3				1	1	
R_4	1		1		1	
R_5			1	1		
R_6						

ТАБЛИЦА 10. Наличие у агентов атрибута «False»

TABLE 10. Whether the Agents Have the "False" Attribute

False	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	R_6
R_1		1				
R_2						
R_3		1				
R_4						
R_5						
R_6		1				

Процедура классификации осуществляется агентами согласно выражению (3) путем вычисления среднего риска следующим образом:

– агент R_1 находится в радиосвязи (атрибут «слышу») с тремя агентами R_2, R_4 и R_6 (см. таблицу 7), двух из которых (R_2, R_4) он еще и «видит» (см. таблицу 8);

– согласно таблице 9 агент R_1 дважды получил положительные результаты проверки (True от агентов R_2 и R_4);

– никто из агентов не поставил агенту R_1 оценку False (см. таблицу 10).

Предположим, что эти события являются независимыми, значение условной вероятности принадлежности атрибутов объекта R_1 к классу C_i будет равно:

$$p\left(\frac{r}{H_i}\right) = P\left(\frac{r_1}{H_i}\right)^3 * P\left(\frac{r_2}{H_i}\right)^2 * P\left(\frac{r_3}{H_i}\right)^2 * P\left(\frac{r_4}{H_i}\right)^0.$$

Аналогично подставляя значения атрибутов для разных классов из таблицы 6 получим:

$$p(r/H_1) = 0{,}9^3 * 0{,}9^2 * 0{,}95^2 * 0{,}5^0 = 0{,}533,$$
$$p(r/H_2) = 0{,}5^3 * 0{,}5^2 * 0{,}5^2 * 0{,}5^0 = 0{,}0078,$$
$$p(r/H_3) = 0{,}1^3 * 0{,}1^2 * 0{,}05^2 * 0{,}95^0 \approx 0.$$

Тогда, с учетом потерь и вероятностей классов, средний риск отнесения объекта R_1 к классу 1 будет равен:

$$f_1 = 0 * 0{,}33 * 0{,}533 + 1 * 0{,}33 * 0{,}0078 + 2 * * 0{,}33 * 0 = 2{,}8^{-3}.$$

Средний риск отнесения к классу 2:

$$f_2 = 1 * 0{,}33 * 0{,}533 + 0 * 0{,}33 * 0{,}0078 + 2 * * 0{,}33 * 0 = 0{,}176.$$

Средний риск отнесения к классу 3:

$$f_3 = 2 * 0{,}33 * 0{,}533 + 1 * 0{,}33 * 0{,}0078 + 0 * * 0{,}33 * 0 = 0{,}354.$$

Таким образом, согласно критерию среднего риска агент R_1 относится к классу 1, т. е. он обладает уровнем доверия, который подразумевает использование этого агента в решении поставленной задачи без ограничений. Аналогичные расчеты в отношении агента R_2 привели к следующим результатам: $f_1 = 1{,}6^{-3}, f_2 = 2^{-2}, f_3 = 1{,}9^{-3}$, что позволяет отнести его к классу 2. Проведенные расчеты в отношении остальных роботов показывают, что они могут быть отнесены к классу 1. Отсюда следует, что решение задачи целераспределения будет осуществляться только между агентами 1-го класса. Опуская промежуточные итерационные вычисления, приведем конечный результат:

$$\mathbf{Y}_c^T = \text{цель A}\,(34 + 16) + \text{цель B}(20 + 24 + 5) = 99.$$

На цель **A** назначаются агенты R_1 и R_6, на цель **B** агенты R_3, R_4 и R_5. Очевидно, что данный результат хуже по сравнению с результатом, полученным в примере 1, т. к. не все агенты были в работоспособном состоянии. Но выявление и учет агента, передавшего ошибочные сведения, позволили на 7 % улучшить показатель $\mathbf{Y}_c$ по сравнению с примером 2. Можно сделать вывод, что использование в составе роя экспертной системы позволяет выявить агентов, подверженных влиянию ДФ. Наряду с условиями наблюдения в качестве классификационных признаков для критерия минимума среднего риска использованы метрики доверия агентов друг к другу.

Заключение

Таким образом, поиск рационального варианта действий МРТС осуществляется на основе показателя уровня доверия, вырабатываемого членами коллектива в процессе их взаимодействия при достижении целевого функционала.

К достоинствам такого подхода можно отнести следующие факторы:

– отсутствие выделенного центра управления МРТС;

– учет реальной ситуации, возникающей в процессе выполнения роем задачи под воздействием дестабилизирующих факторов;

– простота реализации (все вычисления в процессорных устройствах агентов сводятся к выполнению тривиальных математических операций).

Список используемых источников

1. Городецкий В.И. Поведенческие модели кибер-физических систем и групповое управление: основные понятия // Известия ЮФУ. Технические науки. 2019. № 1(203). С. 144–162. DOI:10.23683/2311-3103-2019-1-144-162
2. Brambilla M., Ferrante E., Birattari M., Dorigo M. Swarm robotics: a review from the swarm engineering perspective // Swarm Intelligence. 2013. Vol. 7. PP. 1–41. DOI:10.1007/s11721-012-0075-2
3. Кремлев А.С., Колюбин С.А., Вражевский С.А. Автономная мультиагентная система для решения задач мониторинга местности // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2013. Т. 56. № 4. С. 61–65.
4. Каляев И.А., Гайдук А.Р., Капустян С.Г. Модели и алгоритмы коллективного управления в группах роботов. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2009. 280 с.
5. Маслобоев А.В., Путилов В.А. Разработка и реализация механизмов управления информационной безопасностью мобильных агентов в распределенных мультиагентных информационных системах // Вестник МГТУ. 2010. Т. 13. № 4-2. С. 1015–1032.
6. Bell D.E., La Padula L.J. Secure Computer Systems: Unified Exposition and Multics Interpretation. MTR-2997 Rev. 1. Bedford: The MITRE Corporation, 1976. 134 p.
7. Городецкий В.И., Скобелев П.О. Многоагентные технологии для индустриальных приложений: реальность и перспектива // Труды СПИИРАН. 2017. № 6(55). С. 11–45. DOI:10.15622/sp.55.1
8. Зикратов И.А., Зикратова Т.В., Лебедев И.С., Гуртов А.В. Построение модели доверия и репутации к объектам мультиагентных робототехнических систем с децентрализованным управлением // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2014. №. 3(91). С. 30–38.
9. Зикратов И. А., Викснин И. И., Зикратова Т. В. Мультиагентное планирование проезда перекрестка дорог беспилотными транспортными средствами // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2016. Т. 16. № 5. С. 839–849. DOI:10.17586/2226-1494-2016-16-5-839-849
10. Юревич Е.И., Каляев И.А., Лохин В.М., Макаров И.М. и др. Интеллектуальные роботы: Учебное пособие для вузов. М.: Машиностроение, 2007. 360 с.
11. Jaynes E.T. Probability Theory: the Logic of Science. Cambridge: Cambridge University Press, 2007. 172 p.

* * *

The Method of Group Control in Multi-Agent Robotic Systems Under the Influence of Destabilizing Factors

T. Zikratova[1]

[1]Military Institute (Naval Polytechnic) Military Educational and Scientific Center of the Navy "Naval Academy", St. Petersburg, 196602, Russian Federation

Article info
DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-92-100
Received 19th July 2021
Accepted 6th August 2021

For citation: Zikratova T. The Method of Group Control in Multi-Agent Robotic Systems Under the Influence of Destabilizing Factors. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(3):92–100. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-92-100

Abstract: *The problem of finding the optimal solution in a self-organizing autonomous group robotic system under conditions of uncertainty is considered. A method for assessing the quality of group management based on a statistical and probabilistic decision-making criterion under uncertainty conditions has been developed. A distinctive feature of the method is the use of trust metrics. This approach allows us to identify and reduce the influence of destabilizing factors in the process of information interaction in an autonomous group of cyber-physical objects. The results can be used in the development of algorithms for group control of swarms of autonomous robotic complexes.*

Keywords: *optimization, self-organizing robotic systems, swarm management, behavioral models, trust model, average risk.*

References

1. Gorodetsky V.I. Behavioral Model for Cyber-Physical System and Group Control: the Basic Concepts. *IZVESTIYA SFedU. ENGINEERING SCIENCES*. 2019;1(203):144–162. (in Russ.) DOI:10.23683/2311-3103-2019-1-144-162
2. Brambilla M., Ferrante E., Birattari M., Dorigo M. Swarm robotics: a review from the swarm engineering perspective. *Swarm Intelligence*. 2013;7:1–41. DOI:10.1007/s11721-012-0075-2
3. Kremlev A.S., Kolyubin S.A., Vrazhevsky S.A. Autonomous Multi-Agent "Robot-Guide" System to Solve Area Monitoring Problems. *Journal of Instrument Engineering (Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Priborostroenie)*. 2013;56(4):61–65. (in Russ.)
4. Kalyaev I.A., Gaiduk A.R., Kapustyan S.G. *Collective Control Models and Algorithms in Groups of Robots*. Moscow: FIZMATLIT Publ.; 2009. 280 p. (in Russ.)
5. Masloboev A.V., Putilov V.A. Development and Implementation of Mobile Agent Security Control Mechanisms in the Distributed Multi-Agent Information Systems. *Vestnik of MSTU*. 2010;13(4-2):1015–1032. (in Russ.)
6. Bell D.E., La Padula L.J. *Secure Computer Systems: Unified Exposition and Multics Interpretation*. MTR-2997 Rev. 1. Bedford: The MITRE Corporation; 1976. 134 p.
7. Gorodetsky V.I., Skobelev P.O. Industrial Applications of Multi-Agent Technology: Reality and Perspectives. *SPIIRAS Proceedings*. 2017;6(55):11–45. (in Russ.) DOI:10.15622/sp.55.1
8. Zikratov I.A., Zikratova T.V., Lebedev I.S., Gurtov A.V. Building a Model of Trust and Reputation for the Objects Of Multi-Agent Robotic Systems with Decentralized Control. *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*. 2014;3(91):30–38. (in Russ.)
9. Zikratov I.A., Viksnin I.I., Zikratova T.V. Multiagent Planning of Intersection Passage by Autonomous Vehicles. *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics.* 2016;16(5)839–849. (in Russ.) DOI:10.17586/2226-1494-2016-16-5-839-849
10. Yurevich E.I., Kalyaev I.A., Lokhin V.M., Makarov I.M., et al. *Intellectual Robots: Textbook for Universities*. Moscow: Mashinostroenie Publ.; 2007.360 p. (in Russ.)
11. Jaynes E.T. Probability Theory: the Logic of Science. Cambridge: Cambridge University Press, 2007. 172 p.

Сведения об авторе:

ЗИКРАТОВА Татьяна Викторовна | преподаватель кафедры «Информационные технологии» Военного института (военно-морского политехнического) ВУНЦ ВМФ «Военно-морская академия», ztv64@mail.ru

УДК 621.396 DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-101-112

Экспериментальное исследование влияния схем модуляции-кодирования на размер зоны обслуживания цифрового радиовещания стандарта DRM в диапазоне ОВЧ. Часть 1

С.В. Мышьянов[1*]

[1]Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация
*Адрес для переписки: mishyanov@gmail.com

Информация о статье
Поступила в редакцию 26.07.2021
Принята к публикации 22.09.2021

Ссылка для цитирования: Мышьянов С.В. Экспериментальное исследование влияния схем модуляции-кодирования на размер зоны обслуживания цифрового радиовещания стандарта DRM в диапазоне ОВЧ. Часть 1 // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 3. С. 101–112. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-101-112

Аннотация: *в статье приведены результаты измерений параметров качества сигнала цифрового радиовещания DRM в опытной зоне Санкт-Петербурга с целью определения влияния режимов передачи, заложенных в стандарт DRM на размер зоны обслуживания.*

Ключевые слова: *цифровое радиовещание, DRM, зона обслуживания, мобильные измерения.*

Введение

С 18 июля 2019 г. по 31 мая 2021 г. в Санкт-Петербурге действовала опытная зона цифрового радиовещания (ЦРВ) стандарта DRM [1]. Передатчик аналогового радиовещания станции «Comedy Radio», работающей на частоте 95,9 МГц на Ленинградском радиотелевизионном передающем центре, был заменен экспериментальным аналого-цифровым передатчиком «Полюс ПТ» производства НПП «Триада-ТВ». Устройство обеспечивало формирование аналого-цифрового сигнала: на частоте 95,9 МГц проводилась трансляция стереофонического вещания с пилот-тоном, к которой на частоте 95,7 МГц добавлялся мультиплекс DRM. Антенно-фидерное оборудование не модернизировалось. Сигнал с выхода передатчика через мост сложения поступал на штатную антенну с высотой подвеса 272 м. Максимальная мощность аналоговой части сигнала в ходе измерений достигала 3 кВт, цифровой части – до 800 Вт. Более подробно параметры оборудования опытной зоны приведены в [2].

Одной из частных задач исследований в опытной зоне являлась разработка методики планирования зоны обслуживания передатчика DRM, т. е. определение той территории, окружающей передатчик (или сеть передатчиков), на которой предоставляемая услуга доступна для потребителей с определенным качеством. В силу того, что в стандарт DRM заложена возможность применения различных схем модуляции и кодирования сигнала (также именуемых как «режимы передачи»), зона обслуживания сильно зависит от выбранной схемы при прочих равных условиях (мощность передатчика, характеристики антенно-фидерного тракта и др.). В отчетах консорциума DRM о проведенных ранее в разных странах мира исследованиях [3–13] результаты измерений обычно приводятся для одного или нескольких режимов передачи. В рекомендации ITU-R BS.1660-8 [14], содержащей техническую основу для планирования системы DRM, все расчетные значения приводятся только для двух режимов передачи. Таким образом, систематизированных данных о влиянии схем модуляции-кодирования на качество приема сигнала DRM не содержится ни в нормативной документации, ни в отчетах об испытаниях.

Далее в статье приводятся результаты полевых измерений в части определения влияния схем модуляции-кодирования восьми основных режимов передачи DRM на качество декодирования сигнала в реальных условиях с учетом электромагнитной обстановки Санкт-Петербурга.

Измерения, представленные в статье, проведены в два этапа: с 18 ноября по 29 декабря 2020 г. и с 24 апреля по 23 мая 2021 г.

Условия измерений

Передатчик DRM в ходе измерений поочередно конфигурировался в один из восьми основных режимов, предусмотренных стандартом, основанных на комбинациях:

– двух вариантов квадратурной амплитудной модуляции поднесущих сигнала основного сервисного канала (QAM-4 или QAM-16);

– разных скоростях кодирования, соответствующих четырем так называемым уровням защиты – Protection level (PL0, PL1, PL2, PL3).

В таблице 1 приведены основные режимы передачи и соответствующие им скорости цифровых потоков передаваемой полезной информации для случая, когда все данные кодируются с равной защитой от ошибок (EEP, *аббр. от англ.* Equal Error Protection), жирным шрифтом выделены режимы, данные для которых приведены в [14].

ТАБЛИЦА 1. Режимы передачи стандарта DRM mode E EEP

TABLE 1. Transmission Modes of the DRM Standard Mode E EEP

Модуляция	Скорость кода (уровень защиты)	Битрейт, кбит/с
QAM-4	0,250 (PL0)	37,3
QAM-4	**0,333 (PL1)**	**49,7**
QAM-4	0,400 (PL2)	59,6
QAM-4	0,500 (PL3)	74,5
QAM-16	0,330 (PL0)	99,4
QAM-16	0,411 (PL1)	122,4
QAM-16	**0,500 (PL2)**	**149,1**
QAM-16	0,625 (PL3)	186,4

Измерения проводились в режиме мобильного приема (МО) согласно [14]. В качестве антенны использована измерительная штыревая ненаправленная приемная антенна Kathrein K 51 16 4/510 351. Антенна поставляется стандартной длины, для измерений на частоте 95,7 МГц ее длина укорачивается из расчета четверти длины волны.

Критерием определения зоны обслуживания радиопередатчика является напряженность создаваемого им электромагнитного поля, которое измеряется в дБ(мкВ/м). Параметром, фиксируемым измерительным приемником, является напряжение на входе приемника, выражаемое в дБ(мкВ). Напряженность поля передатчика связана с напряжением на входе приемника, создаваемым при воздействии на антенну электромагнитного поля выражением:

$$E(\text{дБ(мкВ/м)}) = U(\text{дБ(мкВ)}) + K(\text{дБ}) + L(\text{дБ}), \quad (1)$$

где E – напряженность поля передатчика в точке приема; U – напряжение на входе приемника; K – коэффициент калибровки антенны (или, в англоязычной литературе – антенный фактор); L – затухание сигнала в кабеле между антенной и высокочастотным входом приемника.

Антенный фактор зависит от частоты принимаемого сигнала и для 50-омных систем соответствует выражению [15]:

$$K = 20\,\text{Log}(f) - Gi - 29{,}774, \quad (2)$$

где f – частота принимаемого сигнала (МГц); Gi – усиление антенны относительно изотропного излучателя (дБ).

Усиление четвертьволновой штыревой ненаправленной антенны относительно Gi составляет 2,15 дБ, таким образом, антенный фактор Kathrein K 51 16 4/510 351 составляет:

$$K = 20\text{Log}(95{,}7) - 2{,}15 - 29{,}774 = 7{,}69\ (\text{дБ(1/м)}). \quad (3)$$

Ослабление сигнала в кабеле, соединяющем антенну и высокочастотный вход приемника, было измерено анализатором «Rohde & Schwarz» ZVL Vector Network Analyzer и составило 0,49 дБ на частоте 96 МГц.

Таким образом, общее ослабление сигнала, вносимое антенной и кабелем, составляет:

$$K + L = 7{,}69\ (\text{дБ(1/м)}) + 0{,}49\ \text{дБ} = 8{,}18\ \text{дБ}, \quad (4)$$

а искомое значение напряженности поля для используемого измерительного комплекса связано с параметром напряжения на входе приемника соотношением:

$$E[(\text{дБ(мкВ/м)}] = U[(\text{дБ(мкВ)}] + 8{,}18\ (\text{дБ(1/м)}). \quad (5)$$

В качестве приемника использовался профессиональный измерительный приемник DRM RF-SE19 компании Rfmondial [16]. Структурная схема высокочастотной (ВЧ) части приемника приведена на рисунке 1: сигнал со входа приемника последовательно проходит через блоки защиты от электростатических разрядов (Electrostatic Discharge Protection, *аббр.* ESD), полосовой фильтрации (FM Bandpass) и автоматической регулировки усиления (Automatic Gain Control, *аббр.* AGC), далее с использованием генератора с цифровым управлением (Numerically Controlled Oscillator, *аббр.* NCO) разделяется на синфазную и квадратурную составляющие (In-phase – I, Quadrature – Q), производится усиление (Low-noise Amplifier, *аббр.* LNA), аналого-цифровое преобразование (Analog to Digital Converters, *аббр.* ADC), понижающее преобразование частоты (Digital Down-converter, *аббр.* DDC) и фильтрация (Finite Impulse Response filter, *аббр.* FIR).

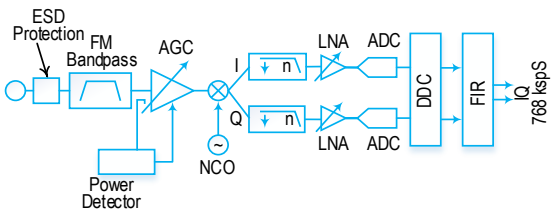


Рис. 1. Структурная схема высокочастотной части приемника Rfmondial Model RF-SE19

Fig. 1. Block Diagram of the High-Frequency Part of the Rfmondial Model RF-SE19 Receiver

В итоге на выходе ВЧ-части приемника формируются оцифрованные выборки синфазной и квадратурной составляющих (I/Q) сигнала с частотой дискретизации 768 кГц, которые далее подаются на схему демодуляции и декодирования. Управление приемником Rfmondial RF-SE19 осуществляется посредством web-интерфейса с ноутбука, подключение производится через Ethernet-интерфейс. Антенна Kathrein подключена к высокочастотному входу приемника Rfmondial RF-SE19 с коннектором *N*-типа и входным сопротивлением 50 Ом при помощи коаксиального кабеля марки RG58U длиной 3 м. Для фиксации координат на маршруте измерений к приемнику Rfmondial RF-SE19 подключен GPS-приемник NAVILOCK NL-602U с использованием USB интерфейса. Питание приемника Rfmondial RF-SE19 осуществляется от постоянного тока напряжением 12 В бортовой сети автомобиля, питание модуля NAVILOCK NL-602U осуществляется от приемника Rfmondial RF-SE19 через USB. Питание управляющих ноутбуков осуществлялось только от встроенной батареи без использования подзарядки от бортовой сети автомобиля. Для измерений был задействован автомобиль модели Geely Coolray. Приемник Rfmondial RF-SE19 с ноутбуком располагался в салоне автомобиля; антенна Kathrein оснащена магнитным креплением для расположения на крыше автомобиля вертикально; GPS-приемник NAVILOCK также имеет магнитное крепление и размещался на крыше автомобиля; соединительные провода были введены в салон автомобиля через люк в крыше (рисунки 2, 3).

Приемник Rfmondial RF-SE19 сохраняет данные мониторинга сигнала с использованием стандарта RSCI [17], предусматривающего возможность записи в общей сложности до 52 параметров; во время измерений был использован профиль *A*. Данные сохраняются с привязкой к GPS координатам с частотой следования кадров DRM (100 мс). Для каждого принятого кадра определялись параметры, такие как напряжение на входе приемника, отношение сигнал/шум (SNR, *аббр. от англ.* Signal-to-Noise Ratio), коэффициент модуляционных ошибок (MER, *аббр. от англ.* Modulation Error Ratio), статус синхронизации приемника и декодирования данных каналов MSC, SDC, FAC.

Для обработки данных использовано программное обеспечение, разработанное на языке Matlab. Для отображения картографических данных использовано программное обеспечение свободно-распространяемой геоинформационной системы «QGIS» [18]; для оценки бюджетов радиолиний и рельефа местности на трассах распространения использована программа RadioMobile [19, 20] и цифровые карты высот Shuttle Radar Topography Mission (SRTM).

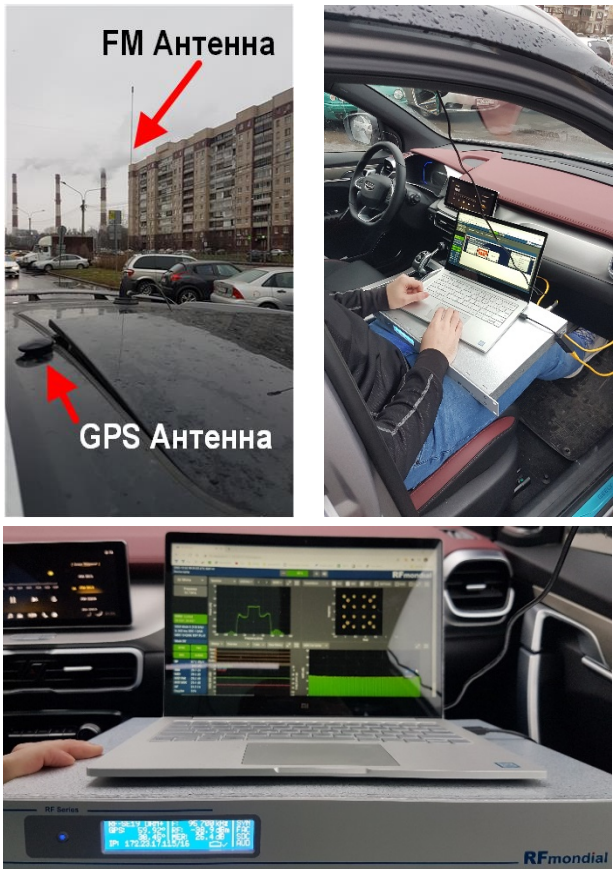


Рис. 2. Внешний вид мобильного измерительного комплекса

Fig. 2. Appearance of the Mobile Measuring Complex

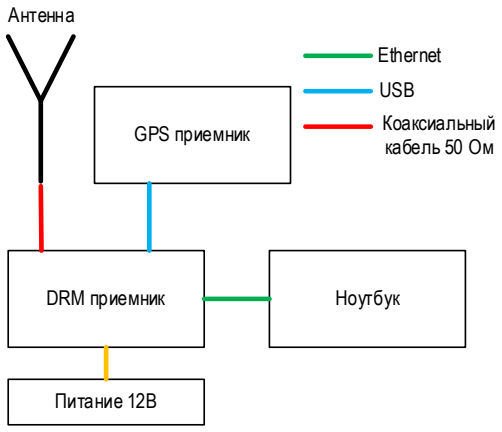


Рис. 3. Схема мобильного измерительного комплекса

Fig. 3. Diagram of the Mobile Measuring Complex

Результаты измерений

Классический подход к определению границ зон обслуживания при измерениях как аналоговых, так и цифровых вещательных систем сводится к определению точек, в которых перестает выполняться критерий качества для данной системы с удалением от передатчика по радиальным направлениям. Далее установленные точки соединяют прямыми линиями и полученный многоугольник представляет зону обслуживания. Чем большее количество радиальных направлений задействовано в измерениях, тем лучше детализация зоны

обслуживания; требование к количеству подлежащих измерению направлений и допустимыми углами между ними устанавливаются соответствующей методикой.

Для измерения качества приема сигнала DRM были составлены 4 маршрута с удалением от передатчика по следующим радиальным направлениям:
– № 1, северном (трасса А121 СПб – Приозерск);
– № 2, восточном (трасса СПб – Мурманск);
– № 3, юго-восточном (трасса Е105 СПб – Москва);
– № 4, западном (СПб – Сосновый Бор).

В каждом направлении была проведена серия измерений для 8 основных режимов модуляции-кодирования согласно таблице 1 при мощности передатчика 99 Вт, а также в наиболее и наименее помехоустойчивых режимах с повышенной на 8–9 дБ мощностью (указана для каждого измерения).

№ 1: Северное направление
(трасса А121 СПб – Приозерск)

Маршрут в северном направлении проходил по трассе А121 «СПб – Приозерск». Полный перечень измерений представлен в таблице 2.

Субъективное качество приема сигнала DRM для слушателя определяется объективной характеристикой – декодированием аудиокадров в приемнике. Если коэффициент битовых ошибок в цифровом потоке принимаемого сигнала превышает значение корректирующей способности используемой схемы кодирования, то происходят выпадения фрагментов звука, кратных длительности кадра DRM (100 мс). Далее на рисунках характеристика качества приема сигнала отображена с цветовой дифференциацией: зеленым цветом отмечены корректно декодированные кадры, красным – кадры с ошибками. На рисунке 4 представлены восемь результатов измерений при мощности передатчика 99 Вт; режимы работы DRM расположены слева направо в порядке уменьшения помехоустойчивости; пунктирные линии на рисунке отражают окружности с передатчиком в центре; для наглядности все маршруты ограничены одинаковым отрезком с 23 по 71 км от передатчика.

На рисунке 5 представлены зависимости измеренной напряженности поля от расстояния до передатчика для маршрутов рисунка 4. Цветом отображено декодирование кадров DRM, одна точка представляет один кадр.

По представленным данным хорошо прослеживается градация качества декодирования. В наиболее помехоустойчивом режиме первые несколько одиночных ошибок возникают на расстоянии 52 км от передатчика, затем следуют 2 серии сгруппированных ошибок на 54 и 59 км, соответственно, а, начиная с 64 км, прием практически прекращается. При уменьшении помехоустойчивости постепенно происходит увеличение числа ошибок в описанных выше зонах и добавление преимущественно негруппированных ошибок на других участках маршрута. В наименее помехоустойчивом режиме фактически уже после 30 км субъективное качество сигнала не позволяет комфортно прослушивать радиостанцию.

Проанализируем приведенные выше четыре зоны возникновения ошибок.

1) На 52 км в режиме работы QAM-4 и PL0 возникают 4 ошибки при напряженности поля 37–40 дБ(мкВ/м), являющейся достаточной для корректной работы в данном режиме. На рисунке 6 представлена зависимость SNR от расстояния до передатчика для маршрута при его работе в режиме QAM-4, PL0: точками отмечены измеренные мгновенные значения; линией – усредненные значения. Провал величины SNR в данной точке маршрута при достаточном уровне напряженности поля свидетельствует о присутствии помехи, причем эта помеха является постоянной, т. к. провал зафиксирован на всех итерациях измерений.

ТАБЛИЦА 2. Перечень измерений в северном направлении

TABLE 2. List of Measurements in the North Direction

№ п/п	Дата измерения	Режим передачи	Мощность передатчика, Вт	Длительность записи, мин	Расстояние до передатчика, км	
					минимальное	максимальное
1	30.11.2020	QAM-16, PL3	631	0:55:58	8	72
2	01.12.2020	QAM-4, PL0	652	1:05:54	9	72
3		QAM-4, PL0		0:30:11	14	72
4	12.05.2021	QAM-4, PL0	99	1:10:11	9	72
5		QAM-4, PL1		0:35:22	23	71
6		QAM-4, PL2		0:29:49	23	72
7		QAM-4, PL3		0:30:37	23	72
8		QAM-16, PL0		0:30:55	23	72
9		QAM-16, PL1		0:31:06	23	71
10		QAM-16, PL2		0:30:15	23	72
11		QAM-16, PL3		0:29:22	23	72
12		QAM-16, PL3		0:33:51	23	72

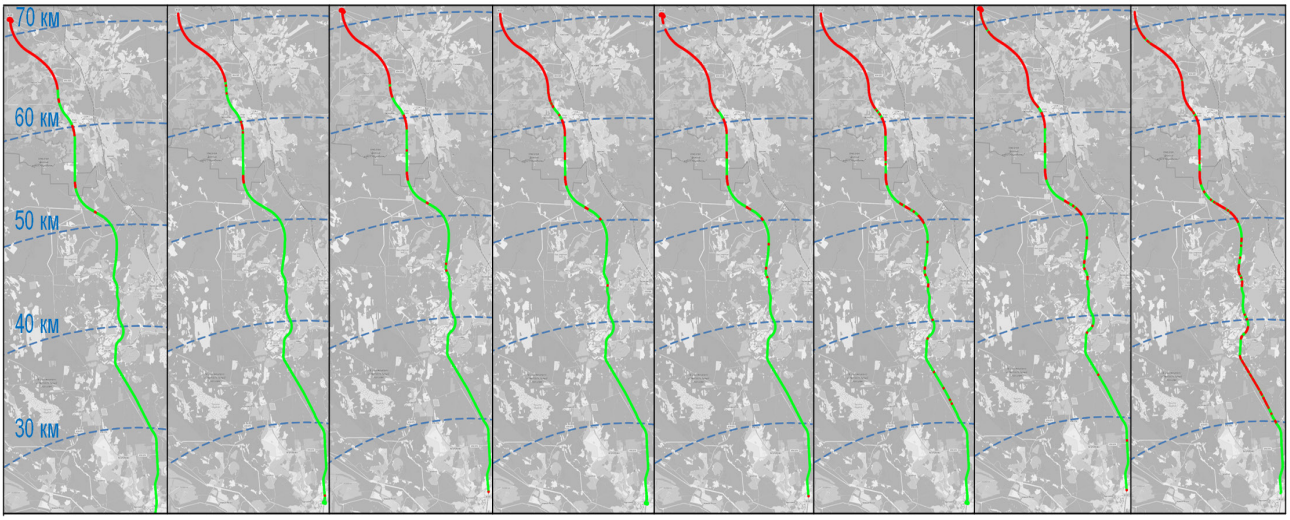


Рис. 4. Качество приема сигнала для разных режимов работы DRM в северном направлении при мощности передатчика 99 Вт

Fig. 4. Signal Reception Quality for Different DRM Modes in the North Direction at a Transmitter Power of 99 W

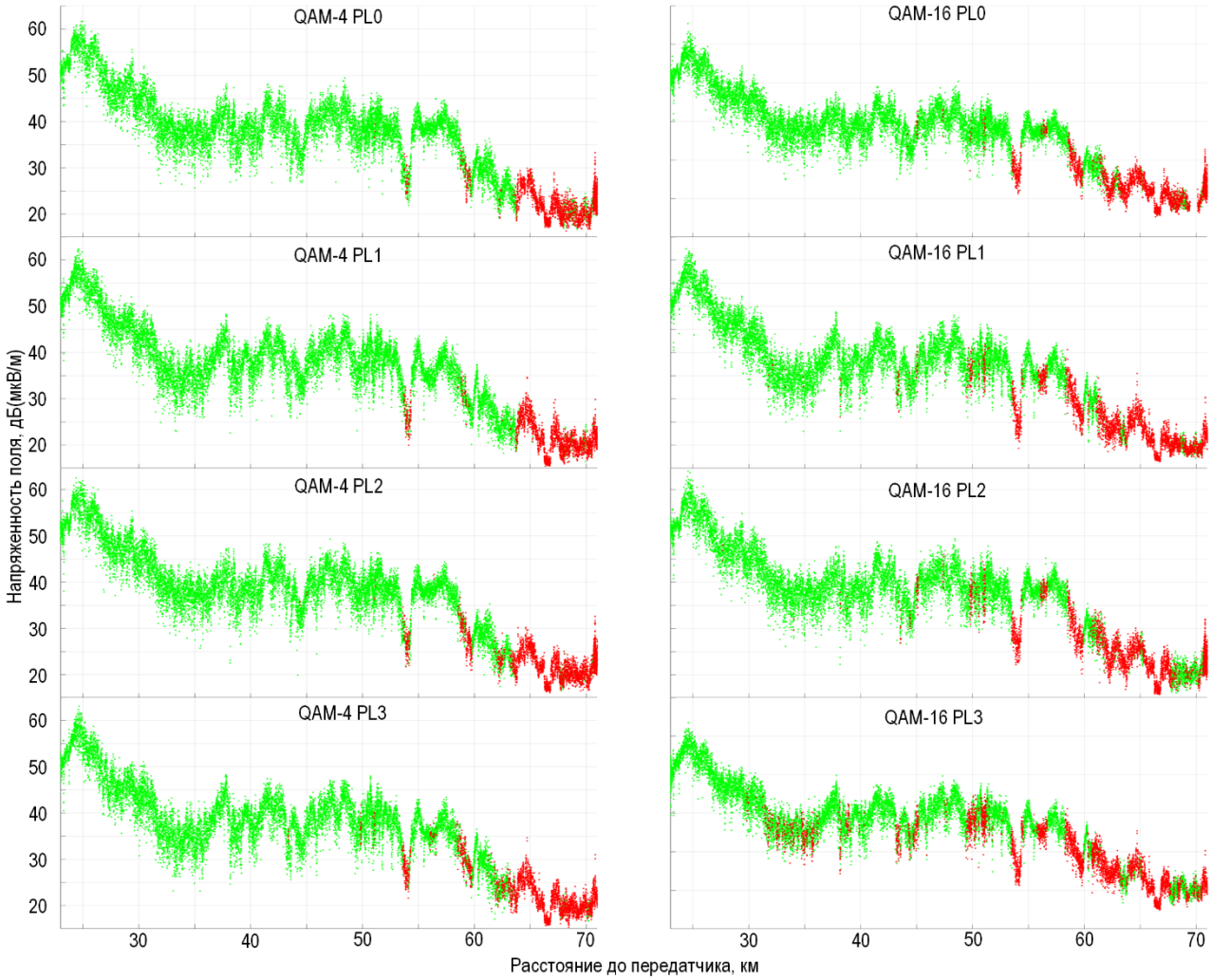


Рис. 5. Зависимости измеренной напряженности поля от расстояния до передатчика для маршрутов в северном направлении

Fig. 5. Dependences of the Measured Field Strength on the Distance to the Transmitter for routes in the North Direction

Графики значений SNR для прочих режимов работы передатчика DRM в данной статье не приводятся ввиду их сильной корреляции: измеренные значения SNR в зависимости от расстояния для всех маршрутов практически идентичны, а характеристика качества декодирования отличается в зависимости от требуемого отношения сигнал/шум для конкретного режима приема.

2) На расстояниях 54 и 59 км от передатчика происходят резкие провалы значений напряженности поля и SNR, обусловленные затенением естественными препятствиями. На рисунке 7 отмечено расположение передатчика и точек маршрута на расстояниях 54 и 59 км на цифровой карте высот SRTM, на рисунках 8, 9 приведены соответствующие расчеты радиолинии, иллюстрирующие затенение.

3) После 64 км даже в самом помехоустойчивом режиме прием практически прекращается из-за недостаточной напряженности поля.

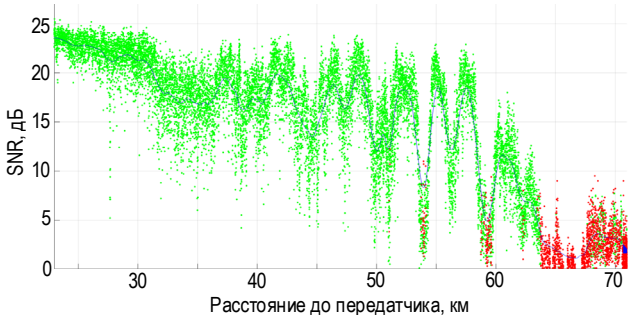


Рис. 6. Зависимость SNR от расстояния для северного маршрута при работе передатчика в режиме QAM-4, PL0 (мощность передатчика 99 Вт)

Fig. 6. Dependence of SNR on the Distance to the Transmitter for the QAM-4 PL0 99 W Route

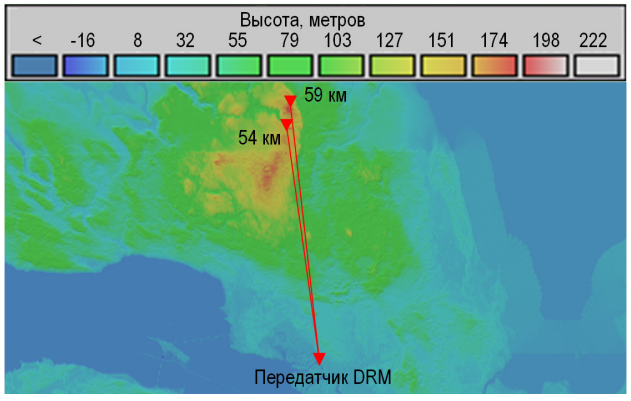


Рис. 7. Радиолиния между передатчиком и точками маршрута на 54 (60°27'19.18" С.Ш. 30°11'50.85" В.Д.) и 59 (60°30'13.35" С.Ш. 30°11'38.35" В.Д.) километрах на карте высот SRTM

Fig. 7. The Radio Line between the Transmitter and the Route Points at 54 (60°27'19.18" s. W. 30°11'50.85" v. d.) and 59 (60°30'13.35" s. W. 30°11'38.35" v. d.) Kilometers on the SRTM Altitude Map

На рисунках 10, 11 приведены результаты измерений при увеличенной на 8 дБ мощности передатчика (измерения № 1 и № 2 в таблице 2) для двух режимов работы DRM с наибольшей и наименьшей помехоустойчивостью. Мощность при работе в режиме QAM-4 и PL0 составила 652 Вт, при QAM-16 и PL3, соответственно 631 Вт. Анализ показывает, что увеличение мощности передатчика на данном маршруте при модуляции QAM-4 практически не влияет на размер зоны обслуживания, т. к. добавленный энергетический выигрыш не способен перекрыть эффекты затенения на маршруте. При модуляции QAM-16 значительно улучшается прием в диапазоне от 30 до 40 км.

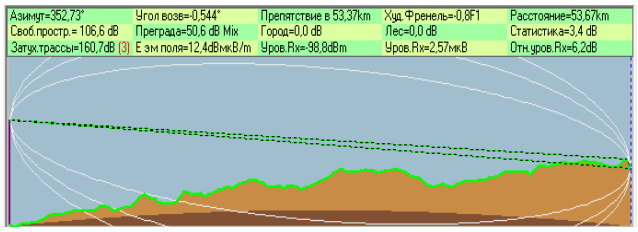


Рис. 8. Затенение сигнала препятствием на 54 км маршрута в точке 60°27'19.18" С.Ш. 30°11'50.85" В.Д.

Fig. 8. Shading of the Signal by an Obstacle on 54 km of the Route at the Point 60°27 '19.18" s. W. 30°11'50.85" V. D.

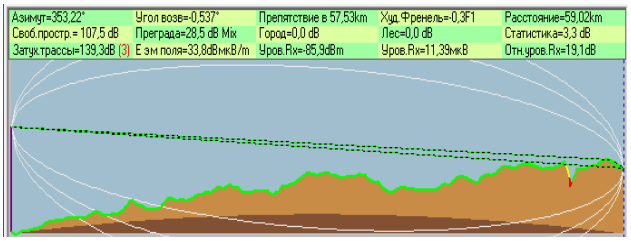
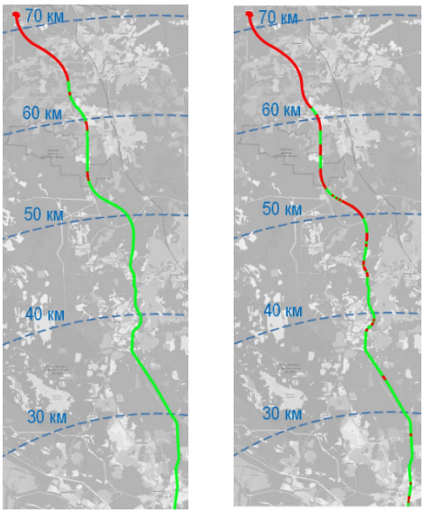


Рис. 9. Затенение сигнала препятствием на 59 км маршрута в точке 60°30'13.35" С.Ш. 30°11'38.35" В.Д.

Fig. 9. Shading of the Signal by an Obstacle on 59 km of the Route at the Point 60°30'13.35" s. W. 30°11 '38.35" VD.



QAM-4 PL0 652 Вт QAM-16 PL3 631 Вт

Рис. 10. Качество приема сигнала при работе передатчика в режиме QAM-4, PL0 при мощности 652 Вт и QAM-16, PL3 при мощности 631 Вт

Fig. 10. Signal Reception Quality at QAM-4 PL0 652 W and QAM-16 PL3 631 W

Для сопоставления результатов измерений границ зон обслуживания предлагается использовать гистограммы распределения значений напряженности поля, сгруппированные по интервалам определенной длительности в зависимости от расстоя-

ния до передатчика. На рисунке 12 данные представлены в виде нормированных гистограмм с накоплением по километровым интервалам, т. е. все измеренные значения, зафиксированные на маршруте в интервале от 23 до 24 км, разделены на корректно декодированные кадры (зеленый цвет) и ошибочные (красный цвет) с нормировкой к 100 %. Процедура повторена для всех интервалов.

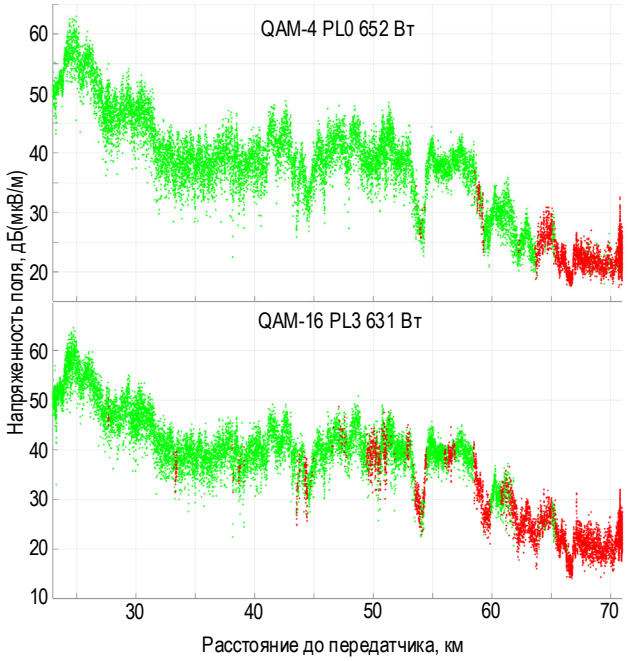


Рис. 11. Зависимости измеренной напряженности поля от расстояния до передатчика для маршрутов при работе передатчика в режиме QAM-4, PL0 и мощности 652 Вт и QAM-16, PL3 при мощности 631 Вт

Fig. 11. Dependences of the Measured Field Strength on the Distance to the Transmitter for Routes at QAM-4 PL0 652 W and QAM-16 PL3 631 W

На рисунке 12 совместно представлены результаты для рассмотренных ранее восьми режимов при мощности 99 Вт и двух режимов с увеличенной мощностью. Исходя из гистограмм, очевидно, что максимально достижимой точкой зоны обслуживания в северном направлении можно считать 64 км. Увеличение мощности передатчика не приведет к расширению зоны обслуживания, т. к. ее граница обусловлена затенением маршрута естественными препятствиями, что не позволяет довести параметры напряженности поля и SNR для затененных зон до требуемых значений путем увеличения мощности в разумных пределах.

Итак, внутри зоны обслуживания в любом режиме передачи будут присутствовать две малые зоны с невыполнением критерия качества на участках затенения на 54 и 59 км, для борьбы с которыми увеличение общей мощности передатчика также неэффективно. Решением в данной ситуации может стать применение активных или пассивных ретрансляторов локально, или же – изначальное планирование зоны покрытия радиостанции с использованием множества синхронизированных передатчиков, работающих в одночастотной сети.

На основе анализа результатов также становится очевидным, что планирование для системы DRM в режиме мобильного приема является существенно более сложным процессом по сравнению с аналоговым радиовещанием. При проектировании покрытия УКВ-ЧМ радиостанций малые зоны с невыполнением критерия качества не представляют существенной проблемы, т. к. проявляются в виде кратковременных шумов на фоне основного сигнала и не являются раздражающими для слуха человека. В случае же DRM выпадение кадров сигнала приводит к резко акцентируемым на слух ошибкам.

Субъективное качество восприятия аналогового и цифрового аудиосигналов в зоне неуверенного приема значительно разнится, и не в пользу ЦРВ. Нахождение на протяжении нескольких минут в зоне неуверенного приема может побудить слушателя DRM переключить станцию. Таким образом, учет малых зон становится для систем ЦРВ существенно более важным фактором.

Режим QAM-16, PL3 при мощности передатчика 99 Вт иллюстрирует, что в рамках данного конкретного маршрута параметры передатчика не являются оптимальными: несмотря на то, что на большей части маршрута вплоть до общей для всех режимов работы передатчика границы в 64 км сохраняется относительно высокая напряженность поля, субъективно зона обслуживания для многих пользователей будет ограничена существенно раньше, после первой продолжительной серии ошибок декодирования, уже на расстоянии 30 км.

№ 2: Восточное направление (трасса Р21 СПб – Мурманск)

Маршрут в восточном направлении проходил по трассе Р21 СПб – Мурманск, перечень измерений представлен в таблице 3. Картографические данные маршрута отображены на рисунке 13, напряженность поля – на рисунке 14, а гистограммы результатов измерений представлены на рисунке 15. В целях сопоставления проиллюстрирован отрезок с 38 по 80 км маршрута.

Маршрут проходит по равнинной местности, без участков затенения. В основной серии измерений при мощности передатчика 99 Вт в наиболее помехоустойчивом режиме первая кратковременная серия ошибок появляется на 65-ом километре, а границей зоны обслуживания можно считать расстояние 70–72 км. При уменьшении помехоустойчивости от режима к режиму происходит уменьшение размера зоны обслуживания, которая для QAM-16, PL3 составляет уже 30 км (на рисунке 16 отдельно приведена гистограмма для полного маршрута QAM-16, PL3 включающего с 9 по 80 км).

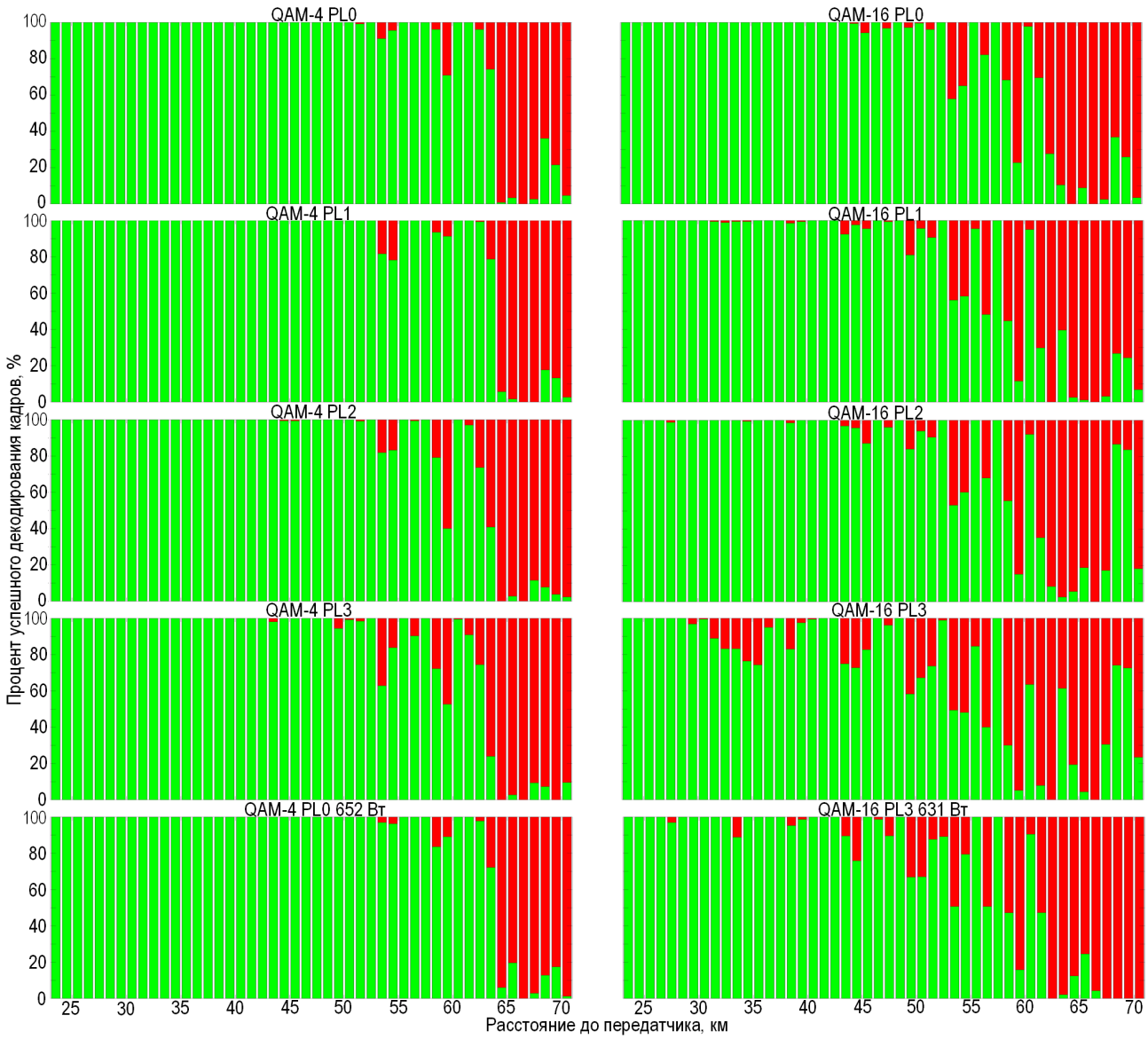


Рис. 12. Нормированные гистограммы качества декодирования сигнала в северном направлении

Fig. 12. Normalized Histograms of the Decoding Quality of the Signal in the North Direction

ТАБЛИЦА 3. Перечень измерений в восточном направлении

TABLE 3. List of Measurements in the Eastern Direction

№ п/п	Дата измерения	Режим передачи	Мощность передатчика, Вт	Длительность записи, мин	Расстояние до передатчика, км	
					минимальное	максимальное
1	23.12.2020	QAM-4, PL0	800	1:01:15	9	78
2	29.11.2020	QAM-16, PL3	631	1:09:15	9	80
3	08.05.2021	QAM-4, PL0	99	1:01:47	9	80
4		QAM-4, PL1		0:33:55	38	80
5		QAM-4, PL2		0:31:47	38	80
6		QAM-4, PL3		0:30:33	38	80
7		QAM-16, PL0		0:29:58	38	80
8		QAM-16, PL1		0:34:05	38	80
9		QAM-16, PL2		0:31:32	38	80
10		QAM-16, PL3		0:55:01	9	80

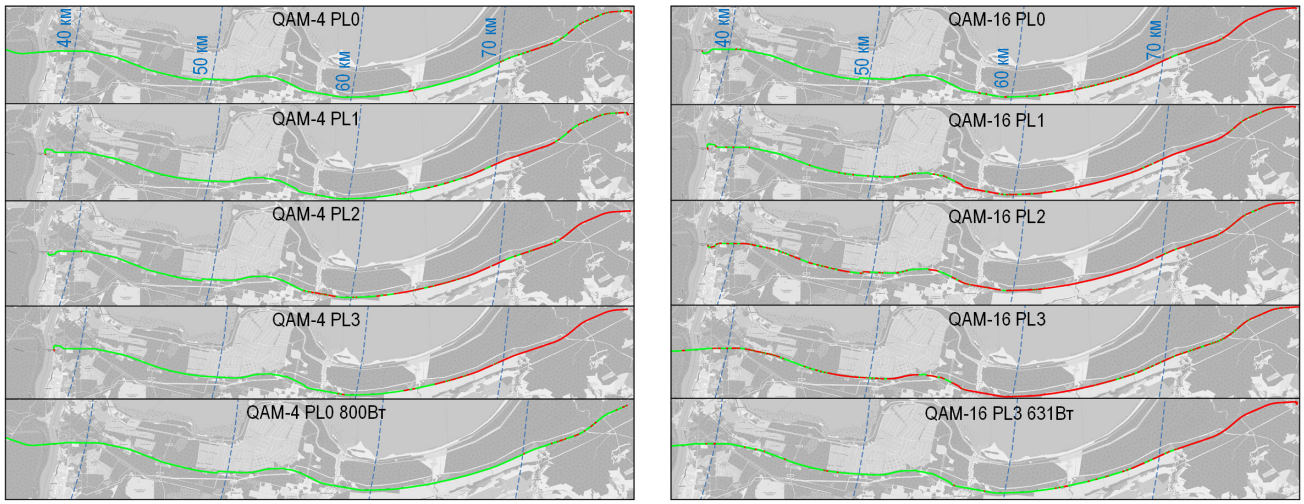


Рис. 13. Качество приема сигнала для разных режимов работы DRM в восточном направлении

Fig. 13. Signal Reception Quality for Different DRM Modes in the Eastern Direction

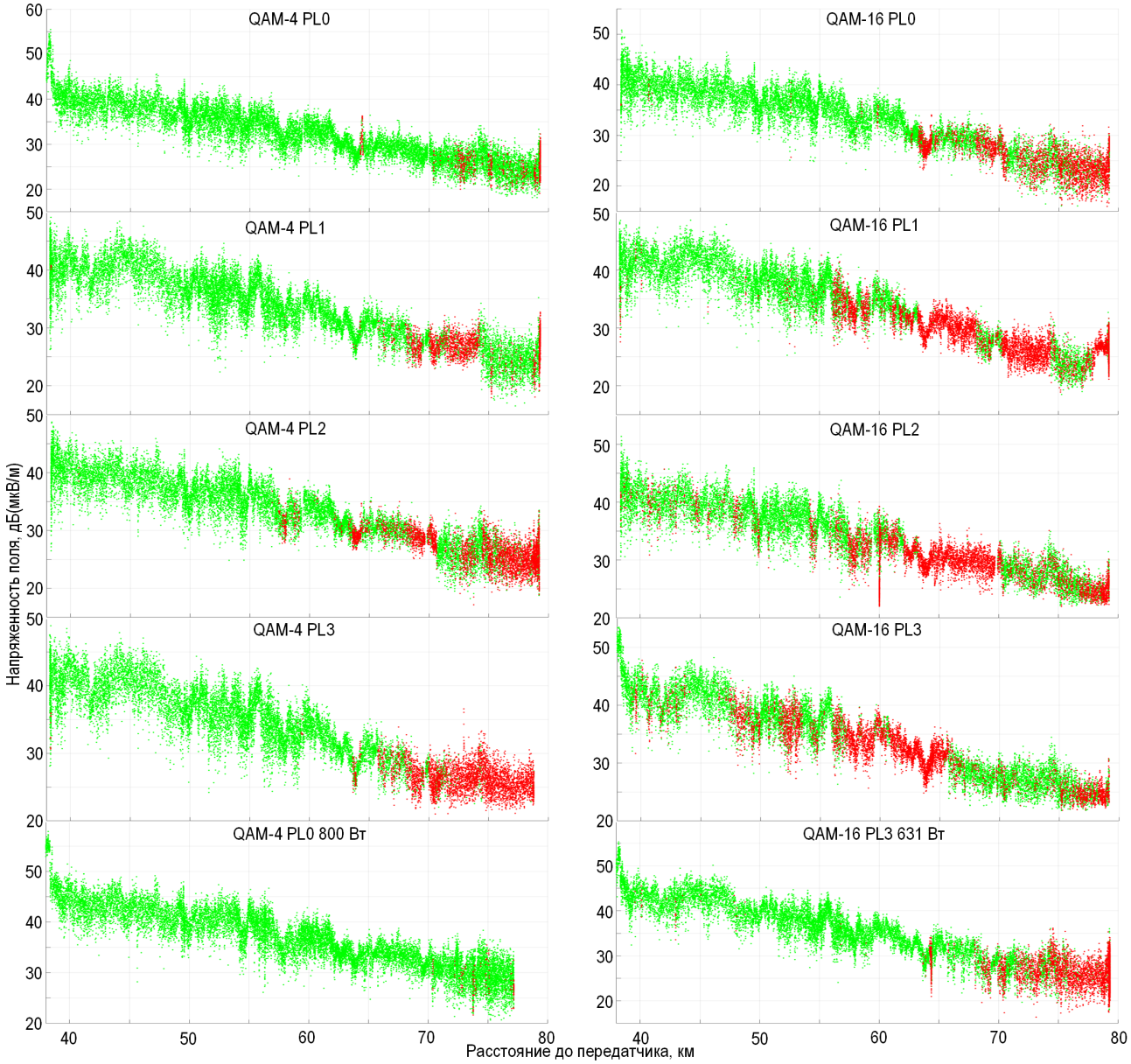


Рис. 14. Зависимости измеренной напряженности поля от расстояния до передатчика для маршрутов в восточном направлении

Fig. 14. Dependences of the Measured Field Strength on the Distance to the Transmitter for Routes in the Eastern Direction

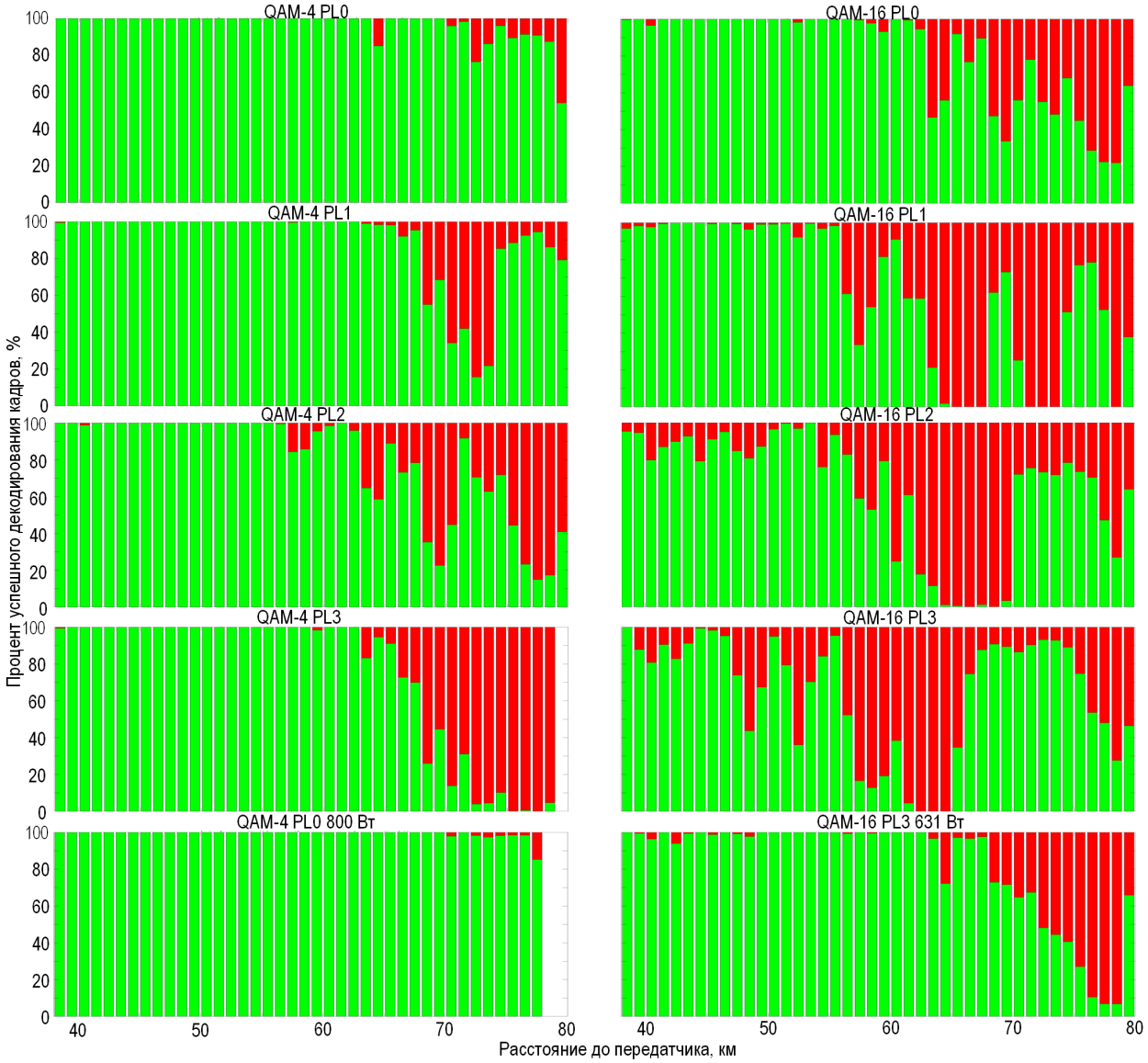


Рис. 15. Нормированные гистограммы качества декодирования сигнала в восточном направлении

Fig. 15. Normalized Histograms of the Decoding Quality of the Signal in the Eastern Direction

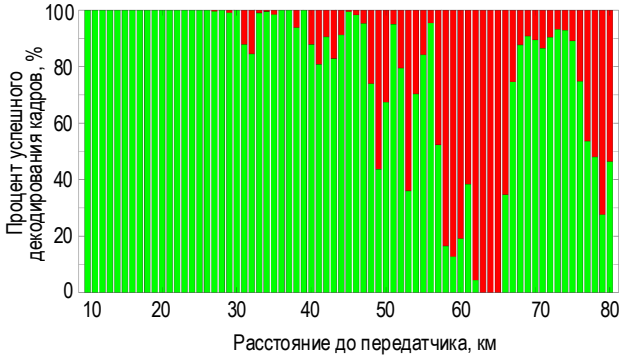


Рис. 16. Нормированная гистограмма качества декодирования сигнала в восточном направлении для режима работы QAM-16, PL3 с 9 по 80 км

Fig. 16. Normalized Histogram of the Decoding Quality of the Signal in the Eastern Direction for QAM-16 PL3 from 9 to 80 km

Серия измерений с увеличенной мощностью показывает, что, в отличие от северного направления, в условиях равнинного рельефа увеличение мощности позволяет расширить зону обслуживания (в случае, если ее размер все еще остается меньше расстояния оптической видимости). Причем выигрыш значительно различается для разных режимов помехоустойчивости: для наиболее помехоустойчивого режима QAM-4, PL0 качество приема существенно улучшилось только на небольшом участке в конце маршрута с 70 по 77 км; для наименее помехоустойчивого режима QAM-16, PL3 практическая граница зоны обслуживания возросла более чем в 2 раза – до 64 км.

Данные измерений в направлениях № 3 – юго-восточном и № 4 – западном, а также обобщение полученных результатов и оценка влияния схем модуляции-кодирования на размер зоны обслуживания цифрового радиовещания стандарта DRM в диапазоне ОВЧ, будут представлены во второй части статьи.

Список используемых источников

1. ETSI ES 201 980 V4.2.1 (2020-11). Digital Radio Mondiale (DRM). System Specification. European Broadcast Union, 2020.
2. Соколов С.А., Мышьянов С.В., Ковалгин Ю.А. Исследование аналого-цифровой DRM/ЧМ-зоны радиовещания в полосе частот 87,5-108 МГЦ // Электросвязь. 2021. № 4. С. 30–36. DOI:10.34832/ELSV.2021.17.4.003
3. ITU-R Document 6A/347-E (4/2010) Digital Radio Mondiale (DRM) Comments on Preliminary Draft Revision to Rec. ITU-R BS.1114-6. Annex 3.
4. ITU-R Document 6A/512-E (5/2011) Digital Radio Mondiale. Results of the DRM Field Trial in Band I in Turin, Italy.
5. ITU-R Document 6A/347-E (4/2010) Digital Radio Mondiale (DRM). Comments on Preliminary Draft Revision to Rec. ITU-R BS.1114-6. Annex 2.
6. ITU-R Document 6A/503-E (5/2011) Digital Radio Mondiale. Results of the DRM Field Trial In Sri Lanka.
7. ITU-R Document 6A/532-E (5/2011) Digital Radio Mondiale and British Broadcasting Corporation (BBC) Results of the DRM High Power Field Trial in the United Kingdom.
8. ITU-R Document 6A/504-E (5/2011) Digital Radio Mondiale. DRM Single Frequency Network Field Test Results.
9. ITU-R Document 6A/220-E (4/2013) Digital Radio Mondiale (DRM). Field Trial in Rome on the Possible Use of the DRM+ System in VHF Band II to Migrate the FM Sound Broadcasting Service to Digital Technology.
10. ITU-R Document 6A/306 (5/2017) Digital Radio Mondiale (DRM). Report on Implementation Trials of DRM in Cooperation Between Radio Republik Indonesia and the DRM Consortium.
11. Final Report of a DRM Trial in the FM-Band Westbury, Johannesburg, South Africa. V2.6I. Digital Radio Mondiale (DRM). 29 June 2018.
12. Results of the DRM Simulcast Field Trial in FM Band in the Russian Federation. Digital Radio Mondiale (DRM). Digiton Systems. 12 July 2020.
13. Medições de Campo do Sistema DRM+ (Digital Radio Mondiale) na Faixa de FM em Belo Horizonte com a Rádio Itatiaia. Ditel/06/2012.
14. Rec. ITU-R BS.1660-8 (06-2019) Technical Basis for Planning of Terrestrial Digital Sound Broadcasting in the VHF Band. 2019.
15. Rec. ITU-R SM.1875-3 (08/2019) DVB-T Coverage Measurements and Verification of Planning Criteria. 2019.
16. DRM/AM Monitoring Receiver RF-SE Manual RFmondial GmbH. 04-2019.
17. ETSI T. S. 102 349 V4.2.1 (2016-03). Digital Radio Mondiale (DRM). Receiver Status and Control Interface (RSCI). 2016.
18. A Free and Open Source Geographic Information System // QGIS. URL: https://www.qgis.org/en/site (дата обращения 29.08.2021)
19. Radio Mobile. URL: http://www.ve2dbe.com/english1.html (дата обращения 29.08.2021)
20. Ковалгин Ю.А. О применении программы Radio Mobile для расчета зон покрытия передатчиков, работающих в диапазоне ОВЧ // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 2. С. 24–36. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-2-24-36

* * *

Experimental Research of Modulation-Coding Schemes Influence on Size of the DRM Digital Radio Broadcasting Service Area in the VHF Band. Part 1

S. Myshyanov[1]

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

Article info
DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-101-112
Received 26th July 2021
Accepted 22th September 2021

For citation: Myshyanov S. Experimental Research of Modulation-Coding Schemes Influence on Size of the DRM Digital Radio Broadcasting Service Area in the VHF Band. Part 1. *Proc. of Telecom. Universities.* 2021;7(3): 101–112. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-101-112

Abstract: *The article presents the results of measurements of the parameters of the digital radio broadcasting DRM signal quality in the experimental zone of St. Petersburg in order to determine the influence of the transmission modes laid down in the DRM standard on the size of the service area.*

Keywords: *digital radio broadcasting, DRM, service area, mobile measurements.*

References

1. ETSI ES 201 980 V4.2.1 (2020-11). *Digital Radio Mondiale (DRM). System Specification*. European Broadcast Union; 2020.
2. Sokolov S.A., Myshyanov S.V., Kovalgin Yu.A. Results of the Drm Simulcast Field Trials in 87,5–108 Mhz Band. *Electrosvaz*. 2021;4:30–36. DOI:10.34832/ELSV.2021.17.4.003 (in Russ.)
3. ITU-R Document 6A/347-E (4/2010) *Digital Radio Mondiale (DRM). Comments on Preliminary Draft Revision to Rec. ITU-R BS.1114-6*. Annex 3.
4. ITU-R Document 6A/512-E (5/2011) *Digital Radio Mondiale. Results of the DRM Field Trial in Band I in Turin, Italy*.
5. ITU-R Document 6A/347-E (4/2010) *Digital Radio Mondiale (DRM). Comments on Preliminary Draft Revision to Rec. ITU-R BS.1114-6*. Annex 2.
6. ITU-R Document 6A/503-E (5/2011) *Digital Radio Mondiale. Results of the DRM Field Trial In Sri Lanka*.
7. ITU-R Document 6A/532-E (5/2011) *Digital Radio Mondiale and British Broadcasting Corporation (BBC) Results of the DRM High Power Field Trial in the United Kingdom*.
8. ITU-R Document 6A/504-E (5/2011) *Digital Radio Mondiale. DRM Single Frequency Network Field Test Results*.
9. ITU-R Document 6A/220-E (4/2013) *Digital Radio Mondiale (DRM). Field Trial in Rome on the Possible Use of the DRM+ System in VHF Band II to Migrate the FM Sound Broadcasting Service to Digital Technology*.
10. ITU-R Document 6A/306 (5/2017) *Digital Radio Mondiale (DRM). Report on Implementation Trials of DRM in Cooperation Between Radio Republik Indonesia and the DRM Consortium*.
11. Final Report of a DRM Trial in the FM-Band Westbury, Johannesburg, South Africa. V2.6I. *Digital Radio Mondiale (DRM)*. 29 June 2018.
12. Results of the DRM Simulcast Field Trial in FM Band in the Russian Federation. *Digital Radio Mondiale (DRM). Digiton Systems*. 12 July 2020.
13. *Report DRM FM Field trials in Belo Horizonte, Brazil*. 06/2012.
14. Rec. ITU-R BS.1660-8 (06-2019) *Technical Basis for Planning of Terrestrial Digital Sound Broadcasting in the VHF Band*. 2019.
15. Rec. ITU-R SM.1875-3 (08/2019) *DVB-T Coverage Measurements and Verification of Planning Criteria*. 2019.
16. *DRM/AM Monitoring Receiver RF-SE Manual RFmondial GmbH*. 04-2019.
17. ETSI T. S. 102 349 V4.2.1 (2016-03). Digital Radio Mondiale (DRM). Receiver Status and Control Interface (RSCI). 2016.
18. *QGIS*. A Free and Open Source Geographic Information System. Available from: https://www.qgis.org/en/site [Accessed 29th August 2021]
19. *Radio Mobile*. Available from: http://www.ve2dbe.com/english1.html [Accessed 29th August 2021]
20. Kovalgin Y. On the Application of the Radio Mobile Software for Calculating the Coverage Zones of Transmitters Broadcasting in the VHF Range. *Proc. of Telecom. Universities*. 2021;7(2):24–36. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-2-24-36

Сведения об авторе:

МЫШЬЯНОВ Сергей Васильевич — начальник научно-образовательного центра «Технологии информационных образовательных систем» Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, mishyanov@gmail.com

Выходные данные

Дизайн обложки – ООО «Комильфо»

План издания научной литературы 2021 г., п. 5

Дата выхода в свет	Усл.-печ. л.	Формат	Тираж	Заказ	Свободная цена
30.09.2021	14	$60\times84_{1/8}$	1000 экз.	№ 1240	

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