

ISSN: 1813-324X (print) ISSN: 2712-8830 (online) ТРУДЬЈ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ СВЯЗИ

Темы номера:

 Методика синтеза диаграмм направленности конформных антенных решеток



Частотно-территориальное планирование сетей IEEE 802.11

Компьютерный синтез нейротрансмиттерных образов

PROCEEDINGS OF TELECOMMUNICATION UNIVERSITIES

Vol. 8. lss. 2 2022

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

Научный журнал

ТРУДЫ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ СВЯЗИ

Том 8. № 2

Proceedings of Telecommunication Universities

Vol. 8. Iss. 2

Санкт-Петербург

2022

Описание журнала

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

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

- 1.2.2. Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ
- 2.2.6. Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы
- 2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии

2.2.15. Системы, сети и устройства телекоммуникаций

2.2.16. Радиолокация и радионавигация

2.3.1. Системный анализ, управление и обработка информации

2.3.6. Методы и системы защиты информации, информационная безопасность

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

Редакционный совет

Дукельский К.В. 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.фм.н., проф., члкорр. 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.фм.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

бург, 1, к. 334/2
1, к. 334/2
. т. 2022,
<u>;</u>

чаоережная реки моики, учредителя: д. 61, литера А

© СПбГУТ, 2022

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 23-r of 01 February 2022):

05.11.18 Devices and methods of transformation of images and sound

1.2.2. Mathematical modeling, numerical methods and complexes of programs

2.2.6. Optical and optoelectronic devices and complexes

2.2.13. Radio engineering, including television systems and devices

2.2.14. Antennas, microwave devices and its technologies

2.2.15. Systems, networks and telecommunication devices

2.2.16. Radiolocation and radio navigation

2.3.1. System analysis, management and information processing

2.3.6. Methods and systems of information security, cybersecurity

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

Editorial Board

K.V. Dukel'skii Editor-in-chief	PhD, associate prof., executive Director of Open Joint Stock Company «S.I. Vavilov State Optical Institute» (SOI), Saint-Petersburg, Russia
M.V. Buinevich Deputy editor-in-chief	DSc, prof., The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications (SPbSUT), Saint-Petersburg, Russia
N.N. Rozanov	DSc, prof., member-corr. RAS, Open Joint Stock Company «S.I. Vavilov State Optical Institute» (SOI), Saint-Petersburg, Russia
Y. 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,
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),
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 Inform	nation	
Publisher:	Federal State Budget-Financed Educational Institution of Higher Education «The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications» (SPbSUT)	Post address: Phone: E-mail: Web:	193232, Saint Petersburg, Prospekt Bolshevikov, 22/1 +7 (812) 326-31-63, local 2022, +79643759970 tuzs@spbgut.ru http://tuzs.sut.ru

Publisher191186, Saint Petersburg, Moika river embankment,address:61-A

СОДЕРЖАНИЕ

CONTENTS

КОМПЬЮТЕРНЫЕ НАУКИ И ИНФОРМАТИКА		
Плотников П.В., Владыко А.Г.		Plotnikov P., Vladyko A.
Минимизация задержек при взаимодействии	6	Minimizing delays in the interaction
кластеризации в сетях VANETs		or cage devices using clustering in VAIVE15
ЭЛЕКТРОНИКА, ФОТОНИКА, ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И СВЯЗЬ		
Андропов А.В., Кузьмин С.В.		Andropov A., Kuzmin S.
Методика синтеза диаграмм направленности антенных решеток с произвольным расположением излучающих элементов	15	Radiation pattern synthesis method of antenna arrays with an arbitrary arrangement of radiating elements
Викулов А.С.		Vikulov A.
Эффективное частотно-территориальное планирование сетей IEEE 802.11 как задача «замощения» плоской зоны покрытия регулярными структурами. Часть 1. Модель межканальных помех	29	Effective Channel Planning of IEEE 802.11 Networks as a Plane Tessellation Problem. Part 1. Adjacent Channel Interference Model
Коваль С.А., Пашинцев В.П., Скорик А.Д., Сальников Д.В., Михайлов Д.М.		Koval S., Pashintsev V., Skorik A., Salnikov D., Mikhaylov D.
Оптимальная рабочая частота по критерию максимального интервала частотной корреляции замираний в однолучевой декаметровой радиолинии	37	Optimal operating frequency according to the maximum interval of frequency fade correlation in a single-beam decametric radio link
Фокин Г.А.		Fokin G.
Модель технологии сетевого позиционирования метровой точности 5G NR. Часть 1. Конфигурация сигналов PRS	48	Simulation Model of 5G NR Network Positioning Technology with Meter Accuracy. Part 1. PRS Signals Configuration
ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНО	ЛОГИИ И	телекоммуникации
		Makarov L., Pozdnyakov A.
Компьютерный синтез нейротрансмиттерных образов	65	Computer synthesis of neurotransmitter images
Рогозинский Г.Г., Чесноков М.А., Кутлыярова А.А.		Rogozinsky G., Chesnokov M., Kutlyiarova A.
Несколько новых математических моделей синтезированных звуковых сигналов	76	Some new mathematical models of synthesized sound signals
РЕЗЛЬТАТЫ ИССЛЕДО	ВАНИЯ МО	ОЛОДЫХ УЧЕНЫХ
Григорьев Е.К.		Grigoriev E.
Анализ корреляционных характеристик новых кодовых последовательностей, основанных на персимметричных квазиортогональных циркулянтах	83	Study of correlation properties of new code sequences based on persymmetric quasi-orthogonal circulants
Пантюхин И.С.		Pantiukhin I.
Оценка свойств объектов средств вычислительной техники для обеспечения постинцидентного аудита	91	The properties of computer equipment objects evaluation to ensure post-incident audit
Соколов С.А.		Sokolov S.
Экспериментальный тракт совместной передачи в общем радиоканале сигналов аналогового ЧМ- и цифрового DRM-радиовещания	100	Block diagram of the DRM simulcast trial equipment configuration in FM band
Хричков В.А.		Khrichkov V.
Моделирование корреляционного оптического рефлектометра с зондирующим сигналом в виде фрагментов псевдослучайных последовательностей	108	Modeling of correlation optical reflectometer with a probing signal in the form of pseudo-random sequences fragments

Proceedings of Telecom. Universities. 2022. Vol. 8. Iss. 2

КОМПЬЮТЕРНЫЕ НАУКИ И ИНФОРМАТИКА

1.2.2 – Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ Научная статья УДК 621.396 DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-6-13 (cc) BY 4.0

Минимизация задержек при взаимодействии граничных устройств с использованием кластеризации в сетях VANETs

- © Павел Владимирович Плотников⊠, pavplot@gmail.com
- 💿 Андрей Геннадьевич Владыко, vladyko@sut.ru

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

Аннотация: В настоящей работе рассматривается подход к моделированию информационных процессов и оценке их эффективности в автомобильных самоорганизующихся сетях (VANETs). Приводятся результаты численного моделирования взаимодействия граничных устройств в традиционной конфигурации и с использованием кластерного подхода к разбиению стационарных вычислительных устройств. Показано, что в транспортной сети исследуемый подход позволяет существенно увеличить процент обслуженных устройств, тем самым свести к минимуму общую задержку вычислений, что значительно повысит эффективность работы динамической системы.

Ключевые слова: VANET, кластеризация, граничные вычисления

Источник финансирования: работа подготовлена в рамках исполнения Государственного контракта № П33-1-26/9.

Ссылка для цитирования: Плотников П.В., Владыко А.Г. Минимизация задержек при взаимодействии граничных устройств с использованием кластеризации в сетях VANETs // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2. С. 6–13. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-6-13

Minimizing Delays in the Interaction of Edge Devices Using Clustering in VANETs

◎ Pavel Plotnikov[⊠], pavplot@gmail.com

Andrei Vladyko, vladyko@sut.ru

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

Abstract: The article describes an approach to modeling information processes and evaluating their effectiveness in vehicular ad-hoc networks (VANETs). The results of numerical simulation of the interaction of edge devices in the traditional configuration and using a clustering approach to the partitioning of road-side units are presented. It is shown that in the transport network, this approach can significantly increase the percentage of serviced devices and minimize the overall delay of computing, which will significantly increase the efficiency of the dynamic system.

Keywords: VANET, clustering techniques, edge computing

Funding: the work was supported under the State Contract no. Π33-1-26/9.

For citation: Plotnikov P., Vladyko A. Minimizing delays in the interaction of edge devices using clustering in VANETs. *Proc. of Telecom. Universities.* 2022;8(2):6–13. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-6-13

Введение

В мобильных коммуникационных средах с помощью решений для облачных вычислений и широкополосной системы связи большинство вычислительных задач может быть перенесено для удаленного выполнения в облако. Несмотря на то, что данный процесс ускоряется с каждым новым поколением сетей связи, разгрузка в удаленное облако подразумевает существенную задержку. Чтобы решить проблему для приложений чувствительных к задержкам, были представлены мобильные граничные вычисления (МЕС, аббр. от англ. Mobile Edge Computing) [1]. На сегодняшний день MEC также стали новой парадигмой и для интеллектуальных транспортных систем (ИТС) [2-4]. Внедряя автомобильные граничные вычисления (VEC, аббр. от англ. Vehicular Edge Computing) в автомобильные самоорганизующиеся сети (VANETs, аббр. от англ. Vehicular Ad-hoc Networks), поставщики услуг могут обеспечить сервисы со сверхмалыми задержками, поскольку инструменты граничных вычислений разворачивают ресурсы на стороне, близкой к пользовательскому оборудованию.

Архитектура VEC опирается на коммуникационную инфраструктуру и услуги, предоставляемые посредством граничных устройств и технологий LTE/5G. К граничным устройствам можно отнести бортовые вычислительные устройства транспортных средств (OBU, аббр. от англ. On-Board Unit), придорожные вычислительные устройства (RSU, аббр. от англ. Road-Side Unit) и MEC-серверы. Отметим, что устройства OBU имеют небольшие вычислительные ресурсы и ресурсы хранения, вычислительная мощность устройств RSU также относительно ограничена из-за размера вычислительных задач и высокого спроса на реакцию системы в реальном времени. Когда мобильные устройства транспортных средств (ТС) генерируют задачи, они могут подключаться к придорожным устройствам, выбирая подходящее время и подходящие МЕСсерверы для разгрузки задач.

Тем не менее, каким образом и в каком порядке эффективно разгружать вычислительные мощности, остается не полностью решенной задачей. Поскольку MEC-серверы работают на границе сети радиодоступа, подключаясь к RSU и выполняя с их помощью задачи по передаче, их зона обслуживания может быть ограничена радиопокрытием RSU. Из-за высокой мобильности движущиеся TC могут проходить через несколько RSU и MEC-серверов и разгружать свои вычислительные задачи на любой сервер, к которому у них есть доступ, при этом нагрузка на них сильно меняется во времени из-за неравномерности количества подключаемых пользователей.

Таким образом, ключевой проблемой является то, как TC определяет решение о разгрузке с помощью подходящего граничного устройства, чтобы свести к минимуму общую задержку вычислений. Дополнительным узким местом остается соединение и кэширование на уровне граничных устройств OBU – RSU [5].

В ответ на эту проблему в данной работе мы предлагаем математическую модель и ее численное решение для системы взаимодействия граничных устройств в традиционной конфигурации размещения RSU. Кроме этого, проведено улучшение работы модели с применением кластерного подхода. Оценка эффективности строится на основе вычисления процента необработанных запросов, сформированных ТС при их мобильности. Проведено сравнение традиционной и кластеризованной моделей. Результаты показывают, что каждая из предложенных моделей может быть эффективно реализована в мобильных узлах и позволит значительно сократить общее ожидаемое время обработки задач по совершенствованию организации и алгоритмического обеспечения функционирования VANETs.

Постановка задачи

Предположим, что модель города задана Манхэттенской моделью мобильности в прямоугольной метрике (L_1 -метрика). Расстояние между двумя точками с координатами $A(x_1; y_1)$ и $B(x_2; y_2)$ в данной модели вычисляется по формуле:

$$d(A,B) = |x_2 - x_1| + |y_2 - y_1|.$$

Система городских автомобильных дорог образует сетку с горизонтальными и вертикальными элементами, при этом на каждой улице организовано двустороннее движение. Набор из V TC движется по городу, где каждое TC выбирает кратчайший маршрут для перемещения от точки старта до определенного заранее пункта назначения, при этом перед стартом каждое TC генерирует свой индивидуальный маршрут.

Рассмотрим набор RSU *S*, расположенных на середине каждого отрезка между двумя перекрестками. Каждое RSU $s \in S$ оснащено ограниченным кэшем размера Z_s , который используется для кэширования обрабатываемых данных. Будем считать, что каждое RSU имеет зону покрытия в виде круга диаметром L_s .

Скорости движения TC представляют собой поток независимых, одинаково распределенных по усеченному нормальному закону случайных величин. При этом будем считать, что скорость и каждого TC на участке дороги (внутри области действия одного RSU) лежит в диапазоне от наперед заданных минимальной до максимальной скорости, т. е.:

$u_{\min} \leq u \leq u_{\max}$.

Функция плотности распределения скорости u со средним значением μ и дисперсией σ^2 задается формулой [6]:

$$\varphi(u) = \frac{2}{\sigma\sqrt{2\pi}}e^{-\frac{(u-\mu)^2}{2\sigma^2}} \cdot \frac{1}{\operatorname{erf}\left(\frac{u_{\max}-\mu}{\sigma\sqrt{2}}\right) - \operatorname{erf}\left(\frac{u_{\min}-\mu}{\sigma\sqrt{2}}\right)},$$

где erf() – функция распределения нормального закона или функция Лапласа.

Взаимодействие TC с RSU осуществляется посредством обмена блоками данных, например, информацией о загруженности участка дороги на пути следования. Пусть каждое TC и каждое RSU формируют информацию в виде вектора M некоррелированных элементов данных $M = \{1, 2, ..., m\}$. Предположим, что все элементы данных имеют одинаковый размер C байтов. Каждое RSU обслуживает подключенное TC со скоростью α_s байт в секунду.

Отметим, что, так как местоположение и количество ТС в рассматриваемой модели динамически меняются во времени, с некоторой периодичностью необходимо обновлять данные в RSU, запрашивая их с MEC-сервера. Пусть время обработки запроса от конкретного ТС по блоку данных *i* составляет $t_i^{(0)}$, если данные по этой ячейке памяти актуальны и $t_i^{(0)} + t_i^{(1)}$, где $t_i^{(1)}$ – время, требующееся на обновление устаревших данных, если эти данные неактуальны и требуется их актуализация.

Будем считать, что каждое RSU может обслуживать TC последовательно, при этом, если TC покидает область покрытия RSU, взаимодействие прекращается, а TC может подключиться к следующему RSU, в случае если оно свободно. Можно считать, что RSU по окончании работы с каким-либо TC может начать обслуживание следующего мгновенно, т. е. за нулевое время, без задержек. При этом те блоки данных, которые не были полностью обработаны в ходе информационном взаимодействии с предыдущим TC, теряются (удаляются из кэша).

Таким образом, если считать скорость TC на участке дороги, обслуживаемом RSU s равной u м/с, а зона покрытия этого участка имеет длину L_s метров, то максимальное число запросов, которые может обработать RSU от конкретного TC, вычисляется по формуле:

$$k = \left| \frac{L_s}{u \cdot \alpha_s} \right|.$$

Если часть запрашиваемой информации требует обновления, общее время взаимодействия составит:

$$\sum_{i=1}^{k} (t_i^{(0)} + \gamma \cdot t_i^{(1)}) \le \frac{L_s}{u},$$

где $\gamma = 1$, если данные устарели, и $\gamma = 0$, если данные не требуют актуализации, для каждой пары TC – RSU.

Общее описание модели

Рассмотрим движение TC в транспортной городской сети как динамическую систему. Пусть городская сеть представляет собой систему пересекающихся под прямым углом дорог, как показано на рисунке 1. RSU расположены в середине каждого участка дороги между двумя соседними перекрестками (на рисунке для RSU использовано графическое обозначение), при этом будем считать, что область покрытия каждого RSU – это весь участок дороги между двумя перекрестками.



Рис. 1. Модель городской сети *Fig. 1. Scheme of Road Network*

В ходе моделирования осуществляется генерация случайного потока ТС, который обрабатывается системой. Если RSU свободно, то TC начинает взаимодействие с ним. В случае отсутствия контакта (RSU занято или не функционирует), TC движется в соответствии с ранее намеченным маршрутом с постоянной скоростью на этом участке дороги и производит поиск свободного RSU. После нахождения свободного RSU TC начинает взаимодействие с ним. Прежде чем оптимизировать сеть: выбирать оптимальное расположение RSU, динамически перестраивать маршруты следования ТС в соответствии с дорожной обстановкой, менять скорость ТС в зависимости от скорости движения потока и т. д., необходимо в первую очередь определить, может ли созданная система в данных условиях работать эффективно, т. е. справляться с потоком запросов, создаваемым ТС.

Сделаем некоторые дополнительные упрощения, позволяющие построить работоспособную модель. Пусть каждое ТС v_i запрашивает заранее определенное количество блоков информации $k^{v_i} \leq m$ в диапазоне от $k_1^{v_i}$ до $k_2^{v_i}$, обозначаемое $M_{v_i} = \{m_1^{v_i}, m_2^{v_i}, \dots, m_{k^{v_i}}^{v_i}\}$. Если при движении по маршруту запрошенный блок данных обработан, ответ от RSU получен, то считаем, что число необработанных блоков информации уменьшается на

Proceedings of Telecom. Universities. 2022. Vol. 8. Iss. 2

один. Такой подход в дальнейшем позволит интерпретировать полученные данные как информацию о дорожной обстановке на ближайшем перекрестке, с целью выбора оптимальной скорости движения TC или перестройки текущего маршрута для уменьшения интенсивности дорожного трафика на загруженном перекрестке.

При анализе пропускной способности сети будем полагать, что размер кэш-памяти Z_s каждого RSU совпадает с максимальным обрабатываемым объемом информации Ст. Это позволит не следить за переполнением памяти и выборочным удалением данных, уже хранящихся на RSU. При этом стоит обратить внимание на следующий важный аспект: если n TC последовательно обращаются к одному блоку данных, то, интерпретируя информацию как дорожную ситуацию на перекрестке, OBU этих TC направят на этот перекресток все ТС, образуя затор. Поэтому необходимо ввести некоторые ограничения F на количество обращений l к каждому блоку информации до ее принудительного обновления, будем считать $l \leq F$. При этом введем дополнительно ограничение T на «время жизни» t_{mi} данных m_i , положим $t_{m_i} < T$.

В качестве оценки эффективности работы системы будем вычислять процент необработанных запросов, сформированных на начальном этапе TC.

Результаты моделирования

Численное моделирование проводилось с использованием языка программирования Python. Генерация случайного потока ТС с заданным распределением осуществлялась с использованием кроссплатформенного механизма Godot Engine [7]. Рассматривается дорожная сеть, представленная на рисунке 2. Полагаем при моделировании, что начальная позиция, с которой стартуют все ТС, находится в центре карты (на рисунке это место обозначено знаком 🔤), такое положение позволяет наглядно отследить движение ТС и изменение количества отправляемых запросов. RSU обозначены на схеме синими блоками (как на рисунке 1 -🔚). Конечная точка маршрута каждого ТС генерируется отдельно и расположена на границе приведенной на рисунке 2 области.

Для проведения численных расчетов примем:

$$V = 250, \ m = 10, \ L_s = 200, \ k_1^{\nu_i} = 4, \ k_2^{\nu_i} = 10, t_i^{(0)} = 0,1 \ c, \ t_i^{(1)} = 1 \ c, \ F = 3, \ T = 10 \ c.$$

Результаты моделирования представлены в таблице 1. Частичное представление результатов обусловлено тем обстоятельством, что полный вариант данной таблицы включает 250 строк. В нашем случае, без потери общности, ограничимся приведением лишь 10 % сгенерированных данных.



Рис. 2. Моделируемая дорожная сеть *Fia. 2. Model of Road Network*

ТАБЛИЦА 1. Результаты численного моделирования потока ТС в дорожной сети

TABLE 1. The Results of Numerical Simulation of Vehicle Flow
in the Road Network

VehicleID	Speed	TotalRequests	UnsolvedRequests
18738	38,940022	5	5
17778	42,629593	5	0
17918	35,35902	4	0
18693	38,399227	6	6
18308	34,725357	4	4
18768	38,740234	4	0
18243	33,849865	4	4
17963	30,485712	6	0
17713	42,053638	6	0
18803	39,415653	4	4
18883	32,336693	5	0
18368	27,50292	7	0
18603	35,260983	7	0
18908	36,077919	6	6
18618	34,487629	6	5
18813	31,438875	7	7
18343	32,947659	4	0
18673	27,594978	4	0
18858	33,758209	6	6
20013	35,346455	5	1
20198	35,17841	4	4
20378	34,48555	6	3
20513	34,510269	5	5
18678	32,479774	6	0
20658	34,893787	7	3

Условные обозначения:

VehicleID - ID транспортного средства;

Speed – средняя скорость движения автомобиля на протяжении всего маршрута;

TotalRequests - количество запросов, созданных TC;

UnsolvedRequests – количество созданных, но не обработанных запросов TC.

Для получения более точной оценки процента необработанных запросов проведем моделирование 10 раз и найдем среднее значение процента необработанных запросов. Результаты численного моделирования показывают, что при генерировании потока ТС 11 и более раз, процент необработанных запросов, поступающих от ТС, меняется незначительно. 10-ти моделирований достаточно, для получения необходимой точности при оценке эффективности рассматриваемого подхода. Результаты представлены в таблице 2.

ТАБЛИЦА 2. Результаты численного моделирования потока ТС в традиционной конфигурации размещения RSU

TABLE 2. The Numerical Simulation Results of Vehicle Flor	И
in the Traditional Configuration of Edge Devices	

Iteration	TotalRequests	UnsolvedRequests	Percent
1	1381	518	37,5
2	1361	545	40,0
3	1381	473	34,3
4	1345	481	35,6
5	1386	531	38,0
6	1390	533	38,3
7	1367	526	38,5
8	1358	490	36,1
9	1344	529	39,4
10	1374	508	37,0

Условные обозначения:

Iteration – номер итерации;

TotalRequests – общее количество запросов, созданных TC; UnsolvedRequests – совокупное количество не обработанных RSU-запросов;

Percent – процент необработанных RSU-запросов.

Средний процент необработанных запросов (расчет выполнялся по формуле среднего арифметического) составляет 37,5 %. Процент необработанных запросов достаточно большой, следовательно, значительная часть ТС движется бесконтрольно, не корректируя свой маршрут в зависимости от дорожной обстановки. Это потенциально приводит к снижению эффективности организации дорожного движения. Для снижения количества необработанных запросов применим кластерный подход к решению рассматриваемой задачи.

Схема кластерного кэширования

Подробный обзор применения кластерного подхода к решению задач в сетях VANETs приведен в работах [8–10]. Отдельные решения по кластеризации получены в работах [11–13]. Так, в исследовании [11] применен алгоритм кластеризации FOREL с целью минимизации задержки доставки данных. Рассматривается составляющая задержки, характеризующаяся временем распространения электромагнитного или оптического сигнала в динамической системе. В качестве среды распространения

рассматриваются оптические кабельные линии связи. Однако данная архитектура не позволяет учесть проблемы, связанные с тем, что кабельные линии прокладываются вдоль существующих дорог, которые не всегда могут быть заданы отрезком прямой линии. В работе [12] авторы предложили использовать спектральную кластеризацию. Объектами изучения являются связи ТС - инфраструктура (V2I, аббр. от англ. Vehicle-to-Infrastructure) и TC – TC (V2V, аббр. от англ. Vehicle-to-Vehicle) в сценарии многополосной автомагистрали, где покрытие обеспечивается сетью RSU. Предлагается механизм оптимального выбора ТС, имеющих качественную связь с RSU, что позволяет разгрузить TC с низким показателем сигнал-шум. Приведены численные результаты моделирования, демонстрирующие значительное улучшение общей производительности динамической системы. Авторами работы [13] была изучена модель города, в которой основное внимание уделялось влиянию упреждающего кэширования на некластеризованные и кластеризованные схемы. Показано, что кластерная схема кэширования является тем более эффективной, чем больше RSU входит в кластер. В этой связи является важным проверить, позволит ли кластеризация свести к минимуму общую задержку вычислений на граничных устройствах.

В настоящей работе в схеме кластерного кэширования предполагается, что каждая группа RSU может составлять кластер со свойством совместного использования памяти. Другими словами, элементы кластера взаимодействуют друг с другом, чтобы обслуживать любое подключенное TC в зоне покрытия этого кластера с временной задержкой меньше, чем у отдельного элемента. В качестве примера рассмотрим кластер RSU $\{s_1, s_2, s_3\}$, как показано на рисунке 3.



Рис. 3. Схема кластеризации RSU *Fig. 3. Clustering Scheme for RSU*

Когда TC v_i , подключенное к RSU s_1 , запрашивает элемент данных m_j , RSU s_1 проверяет свой локальный кэш. Если запрошенный элемент данных найден, то он доставляется через $t_i^{(0)}$ секунд. В противном случае RSU s_1 проверяет кэш-память других элементов кластера, т. е. s_2 и s_3 , чтобы доставить запрошенный элемент данных за т секунд. Если запрашиваемый файл не найден ни на одном из элементов кластера, то данные доставляются на TC за $t_i^{(1)}$ секунд.

Проведем кластеризацию, объединяя RSU двумя способами: по парам (рисунок 4) и по четверкам (рисунок 5).



Рис. 4. Схема кластеризации по 2 RSU в кластере Fig. 4 . Clustering Scheme for RSU. Two Road-Side Units Combined in one Cluster



Рис. 5. Схема кластеризации по 4 RSU в кластере Fig. 5. Clustering Scheme for RSU. Four Road-Side Units Combined in one Cluster

Выбор данных элементов кластера обусловлен техническими характеристиками RSU, с силу ограничений на область покрытия.

Результаты моделирования с использованием кластерного подхода

Численные результаты моделирования будем получать с теми же начальными данными:

$$V = 250, m = 10, L_s = 200, k_1^{\nu_i} = 4, k_2^{\nu_i} = 10,$$

$$t_i^{(0)} = 0,1 c, \tau = 0,5 c, t_i^{(1)} = 1 c, F = 3, T = 10 c.$$

Как и ранее, проведем моделирование 10 раз для каждого вида кластеризации (по 2 и по 4 RSU в кластере). В каждом из случаев найдем среднее значение процента необработанных запросов. Результаты расчетов представлены в таблицах 3 и 4. Средний процент необработанных запросов в случае использования кластерного подхода составляет 7,5 % и 1,9 %, соответственно, что указывает на значительное сокращение общего времени обработки задач на граничных устройствах в сравнении с традиционной моделью, рассмотренной ранее.

ТАБЛИЦА З. Результаты численного моделирования потока ТС в кластеризованной конфигурации размещения RSU, объединенных в блоки по 2 RSU

TABLE 3. The Numerical Simulation Results of Vehicle Flow with Clustering Technique. Two Road-Side Units Combined in One Cluster

Iteration	TotalRequests	UnsolvedRequests	Percent
1	1372	87	6,3
2	1374	72	5,2
3	1375	153	11,1
4	1374	117	8,5
5	1334	80	6,0
6	1372	112	8,2
7	1362	94	6,9
8	1397	86	6,2
9	1387	111	8,0
10	1346	116	8,6

ТАБЛИЦА 4. Результаты численного моделирования потока ТС в кластеризованной конфигурации размещения RSU, объединенных в блоки по 4 RSU

TABLE 4. The Numerical Simulation Results of Vehicle Flow with Clustering Technique. Four Road-Side Units Combined in One Cluster

Iteration	TotalRequests	UnsolvedRequests	Percent
1	1369	21	1,5
2	1380	20	1,6
3	1388	28	2,0
4	1397	7	0,5
5	1371	19	1,4
6	1381	59	4,2
7	1362	12	0,9
8	1369	30	2,2
9	1373	43	3,1
10	1388	24	1,7

Выводы

Распространение современных технологий на автомобильном транспорте, таких как подключенные транспортные средства (CV, *аббр. от англ.* Connected Vehicles), автономные транспортные средства (AV, *аббр. от англ.* Autonomous Vehicles), требует решения ряда задач по повышению эффективности процесса взаимодействия TC с элементами стационарной инфраструктуры. Проблему составляет то, что при высокой интенсивности движения пропускная способность системы обработки и передачи данных не всегда позволяет обеспечить безопасность дорожного движения.

Решение указанной проблемы осуществляется двумя основными способами. Во-первых, улучшением технических характеристик используемого оборудования, в частности построением сетей, основанных на новом стандарте мобильной связи 5G. Во-вторых, совершенствованием организации и алгоритмического обеспечения функционирования VANETs. В данной работе рассмотрен подход к повышению эффективности процессов взаимодействия с использованием второго способа.

В частности, определена постановка задачи, сформирована модель и выполнено численное моделирование взаимодействия граничных устройств в традиционной конфигурации размещения элементов стационарной инфраструктуры VANETs, в том числе с применением кластерного подхода. Предложено объединять отдельные стационарные вычислительные устройства в кластеры.

Доказано, что кластеризация существенно повышает эффективность работы модели движения: если при традиционной организации работы RSU среднее количество необработанных запросов от TC составляло 37,5 %, то при применении кластерной схемы это количество снизилось до 1,9–7,5 %. Следовательно, кластеризация позволяет повысить эффективность работ модели и существенно сократит задержку в вычислениях при взаимодействии граничной системы OBU-RSU.

Направлением дальнейших исследований является анализ оптимального размещения RSU с учетом дорожной обстановки, динамическая перестройка маршрута следования TC на основе информации, полученной от RSU, анализ оптимального разбиения RSU на кластеры для максимизации пропускной способности транспортной сети с учетом технических ограничений, накладываемых на сетевое оборудование.

Список источников

1. Abbas N., Zhang Y., Taherkordi A., Skeie T. Mobile Edge Computing: A Survey // IEEE Internet of Things Journal. 2018. Vol. 5. Iss. 1. PP. 450–465. DOI:10.1109/JIOT.2017.2750180

2. Brehon-Grataloup L., Kacimi R., Beylot A.L. Mobile edge computing for V2X architectures and applications: A survey // Computer Networks. 2022. Vol. 206. ID 108797.DOI:10.1016/j.comnet.2022.108797

3. Vladyko A., Khakimov A., Muthanna A., Ateya A.A., Koucheryavy A. Distributed Edge Computing to Assist Ultra-Low-Latency VANET Applications // Future Internet. 2019. Vol. 11. Iss. 6. ID 128. DOI:10.3390/fi11060128

4. Vladyko A., Elagin V., Spirkina A., Muthanna A., Ateya A.A. Distributed Edge Computing with Blockchain Technology to Enable Ultra-Reliable Low-Latency V2X Communications // Electronics. 2022. Vol. 11. Iss. 2. ID 173. DOI:10.3390/electronics 11020173

5. Dziyauddin R.A., Niyato D., Luong N.C., Izhar M.A.M., Hadhari M., Daud S. Computation Offloading and Content Caching Delivery in Vehicular Edge Computing: A Survey // arXiv preprint. 2019. DOI:10.48550/arXiv.1912.07803

6. Abuelenin S.M., Abul-Magd A.Y., Empirical study of traffic velocity distribution and its effect on VANETs connectivity // Proceedings of the International Conference on Connected Vehicles and Expo (ICCVE, Vienna, Austria, 03–07 November 2014). IEEE, 2014. PP. 391–395. DOI:10.1109/ICCVE.2014.7297577

7. Godot Engine // Godot. 2022. URL: https://godotengine.org (дата обращения 30.06.2022)

8. Cooper C., Franklin D., Ros M., Safaei F., Abolhasan M. A Comparative Survey of VANET Clustering Techniques // IEEE Communications Surveys and Tutorials. 2017. Vol. 19. Iss. 1. PP. 657–681. DOI:10.1109/COMST.2016.2611524

9. Bali R.S., Kumar N., Rodrigues J.J. Clustering in vehicular ad hoc networks: taxonomy, challenges and solutions // Vehicular Communications. 2014. Vol. 1. Iss. 3. PP. 134–152. DOI:10.1016/j.vehcom.2014.05.004

10. Khan Z., Koubaa A., Fang S., Lee M.Y., Muhammad K. A Connectivity-Based Clustering Scheme for Intelligent Vehicles // Applied Sciences. 2021. Vol. 11. Iss. 5. ID 2413. DOI:10.3390/app11052413

11. Paramonov A., Khayyat M., Chistova N., Muthanna A., Elgendy I.A., Koucheryavy A., et al. An Efficient Method for choosing Digital Cluster Size in Ultralow Latency Networks // Wireless Communications and Mobile Computing. 2021. Vol., 2021. ID 9188658. DOI:10.1155/2021/9188658

12. Luoto P., Bennis M., Pirinen P., Samarakoon S., Horneman K., Latva-aho M. Vehicle Clustering for Improving Enhanced LTE-V2X Network Performance // Proceedings of the European Conference on Networks and Communications (EuCNC, Oulu, Finland, 12–15 June 2017). IEEE, 2017. DOI:10.1109/EuCNC.2017.7980735

13. AlNagar Y., Hosny S., El-Sherif A.A. Proactive Caching for Vehicular Ad hoc Networks Using The City Model // Proceedings of the Wireless Communications and Networking Conference Workshop (WCNCW, Marrakech, Morocco, 15–18 April 2019). IEEE, 2019. DOI:10.1109/WCNCW.2019.8902590

Proceedings of Telecom. Universities. 2022. Vol. 8. Iss. 2

References

1. Abbas N., Zhang Y., Taherkordi A., Skeie T. Mobile Edge Computing: A Survey. *IEEE Internet of Things Journal*. 2018;5(1): 450–465. DOI:10.1109/JIOT.2017.2750180

2. Brehon-Grataloup L., Kacimi R., Beylot A.L. Mobile edge computing for V2X architectures and applications: A survey. *Computer Networks.* 2022;206:108797.DOI:10.1016/j.comnet.2022.108797

3. Vladyko A., Khakimov A., Muthanna A., Ateya A.A., Koucheryavy A. Distributed Edge Computing to Assist Ultra-Low-Latency VANET Applications. *Future Internet*. 2019;11(6):128. DOI:10.3390/fi11060128

4. Vladyko A., Elagin V., Spirkina A., Muthanna A., Ateya A.A. Distributed Edge Computing with Blockchain Technology to Enable Ultra-Reliable Low-Latency V2X Communications. *Electronics.* 2022;11(2):173. DOI:10.3390/electronics11020173

5. Dziyauddin R.A., Niyato D., Luong N.C., Izhar M.A.M., Hadhari M., Daud S. Computation Offloading and Content Caching Delivery in Vehicular Edge Computing: A Survey. *arXiv preprint.* 2019. DOI:10.48550/arXiv.1912.07803

6. Abuelenin S.M., Abul-Magd A.Y., Empirical study of traffic velocity distribution and its effect on VANETs connectivity. *Proceedings of the International Conference on Connected Vehicles and Expo, ICCVE, 03–07 November 2014, Vienna, Austria*). IEEE; 2014. p.391–395. DOI:10.1109/ICCVE.2014.7297577

7. Godot. Godot Engine. 2022. URL: https://godotengine.org [Accessed 30th June 2022]

8. Cooper C., Franklin D., Ros M., Safaei F., Abolhasan M. A Comparative Survey of VANET Clustering Techniques. *IEEE Communications Surveys and Tutorials*. 2017;19(1);657–681. DOI:10.1109/COMST.2016.2611524

9. Bali R.S., Kumar N., Rodrigues J.J. Clustering in vehicular ad hoc networks: taxonomy, challenges and solutions. *Vehicular Communications*. 2014;1(3):134–152. DOI:10.1016/j.vehcom.2014.05.004

10. Khan Z., Koubaa A., Fang S., Lee M.Y., Muhammad K. A Connectivity-Based Clustering Scheme for Intelligent Vehicles. *Applied Sciences*. 2021;11(5):2413. DOI:10.3390/app11052413

11. Paramonov A., Khayyat M., Chistova N., Muthanna A., Elgendy I.A., Koucheryavy A., et al. An Efficient Method for Choosing Digital Cluster Size in Ultralow Latency Networks. *Wireless Communications and Mobile Computing*. 2021;2021:9188658. DOI:10.1155/2021/9188658

12. Luoto P., Bennis M., Pirinen P., Samarakoon S., Horneman K., Latva-aho M. Vehicle Clustering for Improving Enhanced LTE-V2X Network Performance. *Proceedings of the European Conference on Networks and Communications, EuCNC, 12–15 June 2017, Oulu, Finland*. IEEE; 2017. DOI: 10.1109/EuCNC.2017.7980735

13. AlNagar Y., Hosny S., El-Sherif A.A. Proactive Caching for Vehicular Ad hoc Networks Using The City Model. Proceedings of the Wireless Communications and Networking Conference Workshop, WCNCW, 15–18 April 2019, Marrakech, Morocco. IEEE; 2019. DOI:10.1109/WCNCW.2019.8902590

Статья поступила в редакцию 08.06.2022; одобрена после рецензирования 10.06.2022; принята к публикации 15.06.2022.

The article was submitted 08.06.2022; approved after reviewing 10.06.2022; accepted for publication 15.06.2022.

Информация об авторах:

кандидат физико-математических наук, доцент кафедры высшей математики ПЛОТНИКОВ Павел Владимирович в https://orcid.org/0000-0001-8869-6142

ВЛАДЫКО Андрей Геннадьевич

кандидат технических наук, доцент, декан факультета фундаментальной подготовки Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича https://orcid.org/0000-0002-8852-5607

ЭЛЕКТРОНИКА, ФОТОНИКА, ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И СВЯЗЬ

2.2.6 –	Оптические
	и оптико-электронные приборы
	и комплексы

- 2.2.13 Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения
- 2.2.14 Антенны, СВЧ-устройства и их технологии
- 2.2.15 Системы, сети и устройства телекоммуникаций

2.2.16 – Радиолокация и радионавигация

Научная статья УДК 621.396.677.33 DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-15-28 CC BY 4.0

Методика синтеза диаграмм направленности антенных решеток с произвольным расположением излучающих элементов

[©] Алексей Викторович Андропов¹, mixphixion@mail.ru [©] Сергей Викторович Кузьмин^{2 ⊠}, sergey-v-kuzmin@yandex.ru

¹000 «Специальный Технологический Центр»,

Санкт-Петербург, 195220, Российская Федерация

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

Аннотация: Проведен анализ методов синтеза диаграмм направленности антенных решеток с различным расположением излучающих элементов. В результате предложена методика синтеза амплитудно-фазового распределения на основе метода парциальных диаграмм направленности с использованием алгоритмов эволюционной оптимизации. Представлены результаты реализации методики для низкопрофильной совмещенной кольцевой концентрической антенной решетки, пятиэлементной решетки на основе несимметричных антенн «волновой канал» и конформной решетки, состоящей из произвольно расположенных антенн PIFA. Приведены рассчитанные амплитудно-фазовые распределения и диаграммы направленности. Методика позволяет оценить потенциальные возможности антенн с учетом взаимных связей и влияния элементов конструкции носителя.

Ключевые слова: диаграмма направленности, кольцевая антенная решетка, конформная антенная решетка, синтез диаграмм направленности, метод роя частиц, генетический алгоритм, численные методы электродинамики

Благодарности: авторы выражают благодарность ведущему научному сотруднику ООО «Специальный технологический центр» Олегу Вениаминовичу Попову за ценные замечания, сделанные в ходе подготовки рукописи.

Ссылка для цитирования: Андропов А.В., Кузьмин С.В. Методика синтеза диаграмм направленности антенных решеток с произвольным расположением излучающих элементов // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2. С. 15–28. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-15-28

Radiation Pattern Synthesis Method of Antenna Arrays with an Arbitrary Arrangement of Radiating Elements

Alexey Andropov¹, mixphixion@mail.ru
Sergey Kuzmin^{2 \Box}, sergey-v-kuzmin@yandex.ru

¹Special Technology Center, LLC,

St. Petersburg, 195220, Russian Federation

²The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications,

St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Abstract: As a result of the analysis of methods for synthesizing radiation patterns, in order to find the required amplitude-phase distribution in antenna arrays with an arbitrary arrangement of radiating elements, a technique based on the method of partial radiation patterns is proposed. The results of implementing the technique for a low-profile combined ring concentric antenna array, a five-element antenna array based on asymmetric wave channel antennas, and a conformal antenna array consisting of arbitrarily located PIFA antennas are presented. The calculated amplitude-phase distributions and radiation patterns are given. The technique makes it possible to evaluate the potential capabilities of antennas, with adaptation taking into account the mutual coupling.

Keywords: radiation pattern, ring antenna array, conformal antenna array, radiation pattern synthesis, particle swarm method, genetic algorithm, numerical methods of electrodynamics

Acknowledgments: the author are grateful to Oleg V. Popov, Leading Researcher at Special Technological Center LLC, for valuable guidelines during the preparation of the manuscript.

For citation: Andropov A., Kuzmin S. Radiation Pattern Synthesis Method of Antenna Arrays with an Arbitrary Arrangement of Radiating Elements. *Proc. of Telecom. Universities.* 2022;8(2):15–28. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-15-28

Введение

К бортовым антеннам для малых и сверхмалых летательных аппаратов предъявляются требования, связанные с габаритными размерами и особенностями размещения. При этом, поскольку функциональные возможности антенно-фидерной системы будут ухудшаться, стремятся наилучшим образом использовать антенные элементы. В ряде случаев необходимо объединить в антенную решетку излучатели, размещенные в произвольно выделенных местах носителя.

В работе рассматриваются трехмерные антенные решетки [1], взаимное положение элементов которых фиксировано. Если излучающие элементы расположены на какой-либо поверхности, то такие антенные решетки называют поверхностными по ГОСТу [2]. Но, традиционно [3], используют термин конформная антенная решетка.

Методы

Особенностью работы антенной решетки является наличие взаимных связей между излучающими элементами. Основной механизм возникновения взаимной связи между излучающими элементами решетки связан с рассеянием поля каждого элемента остальными. В [4] отмечается, что рассеянное от антенной системы поле делится на две составляющие:

 переотражения от несогласованной нагрузки (таким образом появляется связь отраженного поля с диаграммой направленности (ДН) антенны);

– дифракция электромагнитных волн на элементах конструкции антенны.

С точки зрения общей теории цепей СВЧ [5], антенной решетке можно поставить в соответствие матрицу рассеяния **S**, которая из-за взаимных связей имеет недиагональный вид. Матрица **S** связывает падающие и отраженные волны. Падающие волны направлены в сторону многополюсника и в случае антенной решетки в основном определяются источниками электромагнитных волн (генераторами), подключенными к решетке. Отраженные волны – это волны, идущие от антенной решетки, т. е. волны, непосредственно отраженные от входов решетки, и волны, поступающие от остальных генераторов за счет взаимных связей. Отраженные волны участвуют в формировании ДН антенной решетки только в случае их отражения от несогласованных выходов генераторов, когда они меняют направление и превращаются в падающие. В результате получается, что возбуждение антенной решетки или амплитудно-фазовое распределение (АФР) формируется не только за счет первичных падающих волн от генераторов, но и за счет переотражения отраженных волн от генераторов. Полное АФР является их суммой.

Ситуация усложняется, если при изменении АФР меняются сопротивления нагрузок излучающих элементов. Например, при изменении состояния промышленных фазовращателей меняется не только фаза, но и их входное и выходное сопротивления. Будем полагать, что функциональными элементами [2], обеспечивающими возбуждение антенной решетки, являются устройства, входное сопротивление которых не меняется при изменении возбуждения решетки. Такое допущение вполне уместно для современных решеток – активных фазированных антенных решеток (АФАР), в том числе цифровых.

В [6] показано, что для устранения негативного влияния взаимного импеданса необходимо внести предыскажения в исходное распределение тока, компенсирующее эффект взаимного влияния излучателей. В результате идеальное распределение тока во всех расчетах требуется заменить на искаженное распределение.

В реальных антенных решетках существует разброс параметров, связанный с неточностью изготовления узлов СВЧ-тракта и отклонением характеристик материалов от заданных. Поэтому каждая решетка проходит процедуру калибровки и настройки [7], при которой, в частности, уменьшается негативное влияние взаимных связей. В результате находится взаимно однозначное соответствие между АФР, формируемым на выходах генераторов, и требуемым АФР на входах излучателей.

Далее будем рассматривать такие антенные решетки, для которых либо проведена процедура настройки и калибровки, либо были внесены предыскажения в исходное АФР. Обычно фидерный тракт решетки стараются делать согласованным с излучающими элементами, поэтому искажением АФР в ряде случаев можно пренебречь. Например, если ближайший к антенне выход приемо-передающего модуля содержит ферритовое изделие (циркулятор или вентиль), то излучающие элементы всегда будут нагружены на согласованную нагрузку. В таком случае основную роль будет играть дифракция электромагнитных волн на элементах конструкции антенны, в том числе на соседних излучающих элементах.

Для учета дифракционной составляющей взаимного влияния излучающих элементов применяют метод парциальных диаграмм. Необходимо отметить кажущуюся неоднозначность указанного термина. В соответствии с Толковым словарем Д.Н. Ушакова, слово «парциальный» означает «частичный, составляющий часть чего-нибудь». Фактически, любое представление поля в виде суммы нескольких полей является разложением на парциальные составляющие. Поскольку вариантов подобного разложения может быть несколько, то необходимы уточнения. Приведем несколько примеров из современных источников.

В [8] отмечается, что, так как между элементами решетки всегда существует электромагнитное взаимодействие, излучение, соответствующее возбуждению одного входа, строго говоря, формируется всеми ее элементами, и поэтому ДН элемента называется парциальной ДН. Все излучающие элементы возбуждаются по очереди, при этом оставшиеся нагружаются на согласованные нагрузки. Для формирования требуемой ДН необходимо найти соответствующее АФР, помножить его на парциальные поля и затем сложить их. При данном способе представления количество парциальных ДН совпадает с количеством элементов в решетке.

В [9] количество парциальных диаграмм может быть, как меньше, так и больше количества излучателей. Рассматривается линейная эквидистантная антенная решетка. Парциальной является ДН, порождаемая всеми излучающими элементами при равно амплитудном возбуждении с линейным фазовым набегом. Т. е. парциальные поля, описанные ранее в [8], умножаются на АФР указанного вида и складываются. В данном случае, для формирования требуемой ДН необходимо найти соответствующие весовые коэффициенты, помножить их на парциальные поля и затем сложить уже взвешенные поля. Результирующее АФР будет равно сумме АФР парциальных ДН, каждое из которых помножено на найденный весовой коэффициент.

Конкретное значение элемента АФР определяется по следующей формуле:

$$Ii_n = \sum_{m=1}^M a_m \cdot Iip_{nm},\tag{1}$$

где $Ii(Ii_1, Ii_2, ..., Ii_n, ..., Ii_N)$ – результирующее АФР; N- количество излучателей в антенной решетке; $Iip_m = (Iip_{1m}, Iip_{2m}, ..., Iip_{nm}, ... Iip_{Nm}); m = 1 ... M$ – АФР парциальной ДН, равноамплитудное с линейным набегом фазы; M – количество парциальных ДН; $A = (a_1, a_2, ... a_m, ... a_M)$ – весовые коэффициенты.

В представленных примерах парциальные ДН определяются по-разному, но способ учета взаимных связей аналогичен. Необходимо вычислить или измерить ДН излучателя в решетке при условии, что соседние излучатели нагружены на согласованные нагрузки.

В дальнейшем будем употреблять термин «парциальный» в смысле, описанном в [8], если отдельно не указано иное. Т. е. будем иметь ввиду поле или ДН излучающего элемента антенной решетки с учетом дифракции на излучателях и элементах конструкции решетки. Ситуация упрощается, если рассматривать эквидистантные линейные антенные решетки в случае, когда все парциальные ДН одинаковы. Тогда ДН антенной решетки можно представить в виде произведения парциальной ДН на множитель решетки [2].

Например, для эквидистантной линейной антенной решетки ДН можно записать в виде:

$$F(u) = F_0(u) \cdot \sum_{n=1}^{N} Ii_n \cdot e^{-i\frac{2\pi(u-1)(n-1)}{N}},$$
 (2)

где $F_0(u)$ – парциальная ДН; d – расстояние между излучателями (шаг решетки); u – обобщенная координата; $kd\sin\vartheta = \frac{2\pi(1-u)}{N}$; ϑ – угол, отсчитываемый от нормали к антенной решетке.

Сумма в (2) является множителем решетки. Необходимость записи ДН антенной решетки именно в таком виде обусловлена тем, что при этом множитель решетки совпадает с определением функции *fft MATLAB*.

Задача синтеза ДН сводится к методам работы с дискретным преобразованием Фурье (ДПФ). При рассмотрении сигналов во временной области переходят в частотную, в антенной технике переходят из области пространственных отсчетов к угловому спектру [10, 11] – от АФР к ДН.

Особенностью применения методов цифровой обработки сигналов (ЦОС) в антенных решетках по сравнению с сигналами во временной области является то, что мы можем менять не только амплитуду пространственных отсчетов, но и их фазу. Хотя, если сигнал представить в виде IQ разложения, то отрицательные частоты и здесь начинают иметь смысл. Приведем несколько примеров.

Получим АФР для формирования секторной ДН с низким уровнем боковых лепестков, показанной на рисунке 1.



Рис. 1. Множитель решетки для 8-элементной линейной эквидистантной антенной решетки с расстоянием между элементами в половину длины волны

Fig. 1. Array Factor for an 8-Element Linear Equidistant Antenna Array with Half-Wavelength Spacing between Elements

Соответствующая строчка кода в *MATLAB* для АФР будет:

$$Ii = chebw.*(1.4*Ii1+1.7*Ii2+Ii3);$$

Фактически применен метод из [9], который, как видно, следует из свойств преобразования Фурье. Просуммированы почленно с весовыми коэффициентами три равно амплитудные с линейным набегом фазы АФР, обеспечивающие сдвиг парциальных (в смысле [9]) ДН на углы 20 (*li*1), 30 (li2) и 40 (li3) градусов от нормали к антенне. Весовые коэффициенты (1,4; 1,7; 1,0) были получены подбором. Сумма взвешенных АФР умножается на окно Чебышева для уменьшения уровня боковых лепестков. Необходимо отметить, что само наличие боковых лепестков связано с умножением пространственных отсчетов на окно. ДН линейной эквидистантной антенной решетки при равно амплитудном синфазном возбуждении очевидным образом полностью совпадает со спектром прямоугольного окна.

В качестве другого примера использования традиционных методов ЦОС приведем способ формирования глубоких нулей в ДН антенной решетки. Для наглядности рассмотрим множитель линейной эквидистантной решетки, состоящей из 64 излучающих элементов. Расстояние между излучателями возьмем четыре десятых от длины волны. Спектр синусоидального сигнала – это две составляющие, симметричные относительно нулевой частоты. На рисунке 2 показан множитель антенной решетки и порождающее его АФР. Если применить к амплитудному распределению режекторный фильтр Баттерворта седьмого порядка, то мы получим множитель решетки и соответствующее АФР, изображенные на рисунке 3.

Соотношение между углом (положением пространственной спектральной составляющей) и частотой синусоиды пространственных отсчетов на апертуре задается выражением:

$$f_{\rm np} = \frac{\sin\vartheta}{\lambda}.$$
 (3)

Синусоида с частотой $f_{\rm np}$ показана на рисунках 2 и 3 коричневым цветом.

Рассмотренные простейшие методы синтеза и более сложные методы, описанные, например, в [9, 12–13] с модификацией [14] считаются прямыми, поскольку решение записывается в виде конечной суммы. При рассмотрении антенной решетки с более сложной конфигурацией стараются свести задачу к линейной или плоской решетке. Например, при рассмотрении кольцевых антенных решеток используют метод эквивалентного линейного излучателя [1, 15].



Рис. 2. Множитель решетки и АФР линейной эквидистантной антенной решетки из 64 излучающих элементов Fig. 2. Array Factor and Amplitude-Phase Distribution of a Linear Equidistant Antenna Array of 64 Radiating Elements

Современные подходы к проектированию и конструированию антенн опираются на структурно-параметрический синтез [17, 18]. Указанные подходы сводятся к поиску геометрических размеров антенны с использованием методов оптимизации. Сначала определяется структура антенны, а затем находятся значения параметров ее элементов. Синтез проводится с привлечением как аналитических, так и численных методов, реализованных в системе автоматизированного проектирования. В результате получают конструкцию антенной решетки, элементы которой обеспечивают хорошее согласование в полосе частот с учетом дифракции на соседних излучателях и элементах конструкции. Современные вычислительные средства позволяют проводить расчеты для электрически больших решеток и получать парциальные ДН для каждого излучающего элемента.

Результаты

В антенной решетке с произвольным расположением излучающих элементов выделить множитель решетки можно только в первом приближении. При учете взаимного влияния парциальные ДН всех антенных элементов для заданного направления различны. Причем в каждом угловом направлении нужно учитывать не только амплитудную, но и фазовую ДН. Ключевую роль при формировании ДН антенной решетки начинают играть именно парциальные ДН.

В результате проведенного анализа методов синтеза ДН для нахождения требуемого АФР в антенной решетке с произвольным расположением излучающих элементов предлагается методика на основе парциальных ДН, содержащая 4 этапа.

Этап 1. Для каждого излучающего элемента антенной решетки находится электрическое поле в дальней зоне в сферической системе координат (г, ϑ , φ). Решение ищется для излучающего элемента в составе решетки, при условии, что остальные излучающие элементы нагружены на согласованные нагрузки. Т. е., в результате получается набор 3-мерных парциальных ДН. Сохранять результаты необходимо таким образом, чтобы у всех антенн была единая точка отсчета фазы.



Рис. 3. Множитель решетки и АФР линейной эквидистантной антенной решетки из 64 излучающих элементов после применения режекторного фильтра Баттерворта

Fig. 3. Array Factor and Amplitude-Phase Distribution of a Linear Equidistant Antenna Array of 64 Radiating Elements after Application Butterworth Notch Filter

Этап 2. В результате сложения полей, полученных на первом этапе, каждое из которых предварительно умножается на весовой коэффициент (комплексное число), получается суммарная ДН антенной решетки. Набор весовых коэффициентов и является искомым АФР.

Этап 3. Задается критерий для оптимизации. Например, максимизация коэффициента направленного действия (КНД) в заданном направлении (ϑ, φ) сферической системы координат.

Этап 4. При оптимизации методом роя частиц осуществляется перебор АФР до выполнения критерия из этапа 3 методики с заданной точностью.

Методика может применяться как на одной частоте, так и сразу на нескольких. Кроме того, фазы весовых коэффициентов, найденные для одной частоты, могут быть переведены в задержки во временной области.

Приведем несколько примеров использования предложенной методики. Низкопрофильная совмещенная кольцевая концентрическая антенная решетка, подробно описанная в [19], представлена на рисунке 4 и состоит из двух кольцевых. Внутренняя работает на центральной частоте 5.0 ГГц, а внешняя – на 2.5 ГГц.

Будем искать АФР для показанной на рисунке 1 антенны на частоте 2,7 ГГц (задействованы внешние излучатели), такое, чтобы в заданном направлении (ϑ , ϕ) КНД был максимальным. Возьмем значения амплитуды от 0 до 1,0 В с шагом 0,1 В, а фазу от 0° до 360° с шагом 11,25°. Всего в каждом канале может быть 363 значения весового коэффициента. Поскольку каналов 4, то число возможных комбинаций равно 363⁴, или 17363069361 вариантов АФР.

Для иллюстрации условий задачи и привязки системы координат на рисунке 5 показана ДН одного элемента антенной решетки, расположенного в направлении 45° по φ , на фоне решетки. Все остальные излучатели нагружены на согласованные нагрузки. Фактически показана парциальная ДН излучателя. Здесь и далее результаты получены в системе автоматизированного проектирования методом конечных разностей во временной области.



Рис. 4. Двухдиапазонная кольцевая антенная решетка Fig. 4. Dual-Band Ring Antenna Array



Рис. 5. ДН антенного элемента с учетом взаимного влияния: $\varphi_{max} = 45^\circ$, $\vartheta_{max} = 50^\circ$, КНД = 7,3 дБ Fig. 5. RP of the Antenna Element, Taking into Account Mutual Coupling: $\varphi_{max} = 45^\circ$, $\vartheta_{max} = 50^\circ$, D = 7,3 dB

Основные шаги алгоритма, использованного для получения результатов в *MATLAB*, выглядят следующим образом.

Шаг 1. Считать пять электрических парциальных полей из текстовых файлов.

Шаг 2. Сформировать набор возможных значений амплитуды и фазы сигнала в канале в форме массива комплексных чисел:

$$SIi = (SIi_1, SIi_2, \dots, SIi_w, \dots SIi_W),$$

где *W* – количество возможных весовых коэффициентов в каждом канале.

Шаг З. Создать вспомогательную функцию.

Входные данные:

– поля, полученные на шаге 1;

 исходные данные, в зависимости от критерия оптимальности (например, направление максимума ДН);

– переменная Q для определения АФР (необходима для упрощения применения функции оптимизации particleswarm и может меняться в пределах от 1 до W^N ; т. е. передается только одно число по которому восстанавливается АФР для каналов).

Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2

$$Ii_n = SIi_{p_n},\tag{4}$$

где $Ii = (Ii_1, Ii_2, ..., Ii_n, ... Ii_N) - A\Phi P; N - количество излучателей в антенной решетке;$

$$p_n = \operatorname{ceil}\left(\frac{Q}{W^{N-n}}\right) - \left(\operatorname{ceil}\left(\frac{Q}{W^{N-n+1}}\right) - 1\right) \cdot W;$$

ceil – функция MATLAB, которая возвращает значение, округленное до ближайшего целого, бо́льшего чем аргумент.

Выходные данные: вычисленное значение функции (например, КНД в заданном направлении); для упрощения получения значений создается объект пользовательская ДН при помощи функции phased.CustomAntennaElement.

Шаг 4. Провести оптимизацию при помощи функции particleswarm.

Пример кода в *MATLAB*:

% Создается вспомогательная функция fun = @(q)-func(Theta_max,Phi_max,E,round(q)); % Задаются опции для функции оптимизации options = optimoptions('particleswarm','FunctionTolerance',1e-10); % Количество возможных АФР format longG T = W ^ N; % Оптимизация q = particleswarm(fun,1,1, T,options); % Pesyльтат оптимизации Qres = round(q);

Представленный алгоритм позволяет не только находить решение для антенной решетки с числом излучающих элементов не более пяти, но и помогает проиллюстрировать зависимость целевой функции от параметра. На рисунке 6 показана зависимость КНД в заданном направлении от Q, т. е. от различных АФР. *Q* меняется от 1 до 17363069361 с шагом 10⁶ (а) и 10⁷(б). Далее воспользуемся описанной методикой и постараемся увеличить КНД в направлении $\phi=45^\circ, \vartheta=50^\circ$ за счет использования всех излучателей. В результате получим следующее амплитудное распределение (АР) в Вольтах (0.4 0.9 0.3 0.2) и фазовое распределение (ФР) в градусах (-67,50 -168,75 -101,25 45,00). При этом $\phi_{max} = 52^{\circ}, \vartheta_{max} = 51^{\circ},$ КНД = 9,2 дБ. В направлении $\phi = 45^{\circ}$, $\vartheta = 50^{\circ}$ КНД увеличится по сравнению с КНД одного элемента до 9,15 дБ.

Далее повернем ДН по ϕ на 90°, а ϑ оставим прежним, равным 50°. Получим АР (0,2 0,7 0,7 0,2), ФР (11,25 –123,75 –123,75 11,25). На рисунке 7 показана полученная при данном АФР ДН. Пятиэлементная антенная решетка на основе несимметричных антенн «волновой канал» [20, 21] изображена на рисунке 8.

Центральная частота пятиэлементной антенной решетки 2,5 ГГц. Обычно подобные антенны используются не как решетки, а как набор переключаемых антенн. Если же, например, каждую из антенн подключить к своему приемнику, то появляется возможность независимой работы с несколькими абонентами или возможность адаптации к помеховой обстановке за счет выбора антенны. Рассмотрим потенциальную возможность совместной обработки сигналов с целью формирования нуля в произвольном заданном направлении при сохранении направления максимума ДН.



Рис. 6. Зависимость КНД от Q с шагом: a) 10⁶; (6) 10⁷ *Fig. 6. D on Q with a Step: a) 10⁶; (b) 10*⁷



Рис. 7. ДН антенной решетки: $\phi_{max}=90^{\circ}, \vartheta_{max}=~48^{\circ},$ КНД = 9,0 дБ

Fig. 7. RP of Antenna Array: $\varphi_{max} = 90^{\circ}$, $\vartheta_{max} = 48^{\circ}$, $D = 9,0 \, dB$

На рисунке 9 изображена парциальная ДН элемента антенной решетки, расположенного в направлении –18° по φ , на фоне решетки. Также там показано расположение системы координат и портов возбуждения. КНД в максимуме (КНД_{max}), равное 6,2 дБ, в плоскости экрана КНД_{max}|_{$\theta=90^\circ$} = = 6,2 дБ.





Рис. 9. ДН излучающего элемента антенной решетки Fig. 9. RP of the Radiating Element of the Antenna Array

Воспользуемся приведенным алгоритмом и найдем АФР для формирования ДН в плоскости экрана ($\vartheta = 0^{\circ}$) с максимумом $\varphi_{max} = 0^{\circ}$. Направление нуля ДН φ_{min} будем изменять. В таблице 1 приведены полученные АР и фазовое распределение (ФР). Критерием оптимальности является максимизация отношения КНД в направлении φ_{max} к

КНД в минимуме $\phi_{min}.$ На рисунке 10 представлены ДН, соответствующие АФР из таблицы 1.

Для антенной решетки с количеством излучающих элементов более 5 воспользуемся кодом для генетического алгоритма из [16] вместо метода роя частиц. Расположим восемь антенн *PIFA* так, как показано на рисунке 11. Цифры AP соответствуют номерам портов.

Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2



Рис. 10. ДН пятиэлементной антенной решетки в плоскости экрана при различных АФР *Fig. 10. RP of a Five-Element Antenna Array in the Ground Plain for Various Amplitude-Phase Distribution*



Рис. 11. Тестовая конформная AP с имитацией расположения излучающих элементов на носителе *Fig. 11. Test Conformal Array with Imitation of the Location of Radiating Elements on the Carrier*

ТАБЛИЦА 1. АФР для формирования ДН по критерию мак-
симизации КНД $_{\phi_{\min}}$ /КНД $_{\phi_{\min}}$.
TABLE 1. Amplitude-Phase Distribution for RP Synthesis by Maximiza-

TABLE 1. Amplitude-rhouse Distribution for Kr synthesis by Maximization Criterion $D_{\phi_{max}}/D_{\phi_{min}}$.

Nº	$\phi_{min}{}^\circ$	Порт №	AP, B	ФР, град.	КНД _{фтах=0} , дБ	КНД _{фmin} , дБ	кнд _{фтах} , кнд _{фтіп} , дБ
1	_	1	0,1	-123,75	7,0	_	_
		2	0,7	45,00			
		3	0,6	56,25			
		4	0,0	0,00			
		5	0,2	11,25			
		1	0,9	67,50			
		2	0,9	157,50			
2	-18	3	0,7	90,00	-0,4	-19,8	19,4
		4	0,0	0,00			
		5	0,5	33,75			
	-45	1	0,6	-45,00	1,9	-18,9	20,8
		2	0,6	101,25			
3		3	1,0	56,25			
		4	0,2	-146,25			
		5	0,7	-157,50			
4	-180	1	0,4	-135,00	6,3	-18,2	24,5
		2	0,7	101,25			
		3	0,3	78,75			
		4	0,2	22,50			
		5	0,2	-157,50			

Сформируем на частоте 2,7 ГГц суммарную ДН с максимумом КНД в направлении $\vartheta = 45^\circ$, $\varphi =$ = -150° ; данная ДН показана на рисунке 12. Соответствующее АФР, полученное в результате оптимизации, и значение КНД приведены в таблице 2. На рисунке 14а представлена ДН в плоскости экрана. Далее помимо максимума КНД в направлении $\vartheta = 45^\circ$, $\varphi = -150^\circ$ потребуем в ДН ноль в плоскости экрана ($\vartheta = 90^\circ$, $\varphi = -90^\circ$). Будем, как и



ранее, максимизировать отношение КНД. Результаты показаны на рисунках 13 и 11. Соответствующее АФР и КНД помещены в таблицу 2.

ТАБЛИЦА 2. АФР для формирования ДН тестовой конформной антенной решетки

TABLE 2. Amplitude-Phase Distribution for test Conformal Antenna Array RP Synthesis

N⁰	Порт №	AP, B	ФР, град.	КНД _{тах} , дБ	КНД _{min} , дБ	^{КНД_{тах}, дБ}
1	1	0,49	-22		-4,8	15,1
	2	1,00	-95			
	3	0,25	83			
	4	0,23	-9	10.2		
	5	0,41	15	10,5		
	6	0,14	-39			
	7	0,25	-112			
	8	0,10	119			
2	1	0,16	160		-14,0	23,2
	2	0,97	140			
	3	0,77	50			
	4	1,00	-96	0.2		
	5	0,23	117	9,2		
	6	0,65	147			
	7	0,82	114			
	8	0,91	0			

Максимум КНД, равный 9,5 дБ, смещается и получается в направлении $\vartheta_{max} = 51^\circ$, $\varphi_{max} = -140^\circ$. На рисунке 14 сравниваются ДН, изображенные на рисунках 12 и 13, в плоскости экрана ($\vartheta = 90^\circ \varphi =$ $= -90^\circ$). Полученные результаты учитывают все особенности, как непосредственно конструкции антенн, так и конструкции носителя. При этом нет необходимости выделять место под заранее спроектированную антенную решетку с какой-либо известной регулярной структурой.



Рис. 12. ДН тестовой конформной антенной решетки с максимумом КНД в направлении $\vartheta = 45^\circ$, $φ = -150^\circ$ и ее сечение при $φ = -150^\circ$

Fig. 12. RP of a Test Conformal Antenna Array with a Maximum D in the Direction $\vartheta = 45^\circ$, $\varphi = -150^\circ$ and its Cross Section at $\varphi = -150^\circ$

Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2



Рис. 13. ДН тестовой конформной антенной решетки с максимумом КНД в направлении θ = 51°, φ = -140° и ее сечение при φ = -150°

Fig. 13. RP of a Test Conformal Antenna Array with a Maximum D in the Direction $\vartheta = 51^{\circ}$, $\varphi = -140^{\circ}$ and its Cross Section at $\varphi = -150^{\circ}$



Рис. 14. ДН тестовой конформной антенной решетки в плоскости экрана θ°φ° θ = 90°, φ = – 90°, полученная при максимизации: а) в направлении θ = 45°, φ = – 150°; b) отношения КНД в направлении θ = 45°, φ = – 150° к КНД в направлении θ = 90°, φ = – 90°

Fig. 14. RP of the Test Conformal Antenna Array in the Ground Plane $\vartheta = 90^{\circ}, \varphi = -90^{\circ}$: a) RP was Obtained by Maximizing D in the Direction $\vartheta = 45^{\circ}, \varphi = -150^{\circ}$; b) RP was Obtained by Maximizing D in the Direction $\vartheta = 45^{\circ}, \varphi = -150^{\circ}$ to D in the Direction $\vartheta = 90^{\circ}, \varphi = -90^{\circ}$ Ratio

Как показано на рисунке 11, антенна вписана в конструкцию носителя, что существенно уменьшает массогабаритные показатели. В ряде случаев, например, при использовании аддитивных технологий, антенна (или ее элементы) и носитель могут создаваться в едином технологическом цикле, что увеличивает серийнопригодность и снижает стоимость изделия. В зависимости от места размещения антенны и модели внешних воздействующих факторов конструкция итогового изделия дополняется радиопрозрачным обтекателем или радиопрозрачным укрытием. На элементы конструкций подобных структур для защиты антенных решеток налагаются ограничения, связанные с тем, что парциальные ДН должны испытывать минимальные и одинаковые искажения. Предложенная методика позволяет снять ряд ограничений. Например, обтекатели могут быть произвольной формы и дополняться несимметричными рёбрами жесткости.

Обсуждение

Предложенная методика позволяет находить требуемое АФР за сравнительно небольшое время (секунды). Построенный для получения результатов алгоритм не является оптимальным по быстродействию и может быть усовершенствован. Увеличение скорости расчетов возможно с применением специализированных аппаратных средств.

При решении задачи адаптации устанавливаются критерии, связанные с сигналом, а не с ДН антенной решетки [22]. Например, минимум среднеквадратичной ошибки при сравнении с опорным

Proceedings of Telecom. Universities. 2022. Vol. 8. Iss. 2

сигналом. В результате находится оптимальный вектор весовых коэффициентов, в том числе с применением алгоритмов эволюционной оптимизации [23]. Этому вектору соответствует ДН определенной формы. При помощи предложенной методики можно оценить потенциальные возможности антенны при адаптации с учетом взаимных связей. Например, методом имитационного моделирования. В методике подразумевается фиксированное положение излучающих элементов, но она может применяться для проектирования реконфигурируемых антенных решеток.

Список источников

1. Воскресенский Д.И. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток. М: Радиотехника. 2012. 744 с.

2. ГОСТ 23282-91. Решетки антенные. Термины и определения. Часть 3: Сб. стандартов. М.: Стандартинформ, 2005.

3. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки. М.: Техносфера, 2012.

4. Красюк В.Н. Антенны с малой радиозаметностью: монография. СПб.: Наука, 2011. 671 с.

5. Пименов Ю.В., Вольман В.И., Муравцов А.Д. Техническая электродинамика. М.: Радио и связь, 2000. 536 с.

6. Козлов Д.С. Влияние взаимной связи излучателей на характеристики диаграммы направленности фазированной антенной решетки в области подавления излучения // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2016. № 2. С. 69–74.

7. Коротецкий Е.В., Шитиков А.М., Денисенко В.В. Методы калибровки фазированных антенных решеток // Радиотехника. 2013. № 5. С. 95–104.

8. Скобелев С.П. Фазированные антенные решетки с секторными парциальными диаграммами направленности. М.: Физматлит, 2010. 318 с.

9. Французов А.Д. Метод неортогональных парциальных диаграмм синтеза линейных антенных решеток // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2014. № 5. С. 3–9.

10. Drabowitch S., Papiernik A., Griffiths H.D., Encinas J., Smith B.L. Modern Antennas. Springer: Dordrecht, 2005. 710 p.

11. Van Trees H.L. Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory. John Wiley & Sons: NewYork, 2002. 1472 p.

12. Зелкин Е.Г., Кравченко В.Ф. Задачи синтеза антенн и новые методы их решения. М.: ИПРЖР, 2002. 72 с.

13. Вендик И.Б., Козлов Д.С., Вендик О.Г. Диаграммообразование в антенных решетках. М.: Физматлит, 2020. 112 с.

14. Кузьмин С.В., Коровин К.О., Раимжанов Т.Р. Вариант реализации интерактивного приложения для синтеза си-

стем связи с антенными решетками // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23. № 2. С. 46–54. DOI:10.32603/1993-8985-2020-23-2-46-54

15. Саломатов Ю.П., Панько В.С., Сугак М.И. Кольцевые излучатели и антенные решетки. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ ЛЭТИ, 2014. 120 с.

16. Brown A.D. Electronically Scanned Arrays MATLAB® Modeling and Simulation. CRC Press: Boca Raton, 2012. 229 p. DOI:10.1201/b12044

17. Архипов Н.С., Полянский И.С., Сомов А.М. Анализ и структурно-параметрический синтез зеркальных антенн. М.: Горячая линия – Телеком, 2017. 225 с.

18. Сосунов Б.В., Бородулин Р.Ю. Конструкционный синтез элементов фазированных антенных решеток // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2013. Т. 2. № 169. С. 47–54.

19. Andropov A.V., Kuzmin S.V., Korovin K.O. Design of Airborne Dual-Band Low-Profile Antenna Array // International Youth Conference on Electronics, Telecommunications and Information Technologies (Proceedings of the YETI 2020, Russia, St. Petersburg, 10–11 July 2020). Springer Proceedings in Physics. Vol. 255. Cham: Springer, 2021. PP. 675–681. DOI:10.1007/978-3-030-58868-7_74

20. Андропов А.В., Кузьмин С.В. Алгоритм определения конструкции несимметричной антенны «волновой канал» с заданным направлением максимума излучения // Успехи современной радиоэлектроники. 2021. Т. 75. № 4. С. 87– 92. DOI:10.18127/j20700784-202104-12

21. Андропов А.В., Канаев К.А., Колмаков И.А., Попов О.В., Смирнов П.Л. Бортовая антенна для беспилотного летательного аппарата. Патент на изобретение RU 2715353 C1 от 25.07.19. Опубл. 26.02.20.

22. Григорьев В.А., Щесняк С.С., Гулюшин В.Л., Распаев Ю.А., Лагутенко О.И., Щесняк А.С. Адаптивные антенные решетки: учебное пособие в 2-ух частях. Ч. 1. СПб: Университет ИТМО, 2016. 179 с.

23. Саймон Д. Алгоритмы эволюционной оптимизации. Пер. с англ. М.: ДМК Пресс, 2020. 1002 с.

References

1. Voskresensky D.I. *Microwave Devices and Antennas. Design of Phased Antenna Arrays.* Moscow: Radiotekhnika Publ.; 2012. 744 p. (in Russ.)

2. GOST 23282-91. Antenna arrays. Terms and Definitions. Part 3. Moscow: Standartinform Publ.; 2005. (in Russ.)

3. Hansen R.S. Phased antenna arrays. Moscow: Technosfera Publ.; 2012. (in Russ.)

4. Krasyuk V.N. Antennas with Low Radio Visibility. St. Petersburg: Nauka Publ.; 2011. 671 p. (in Russ.)

5. Pimenov Y.V., Volman V.I., Muravtsov A.D. *Technical Electrodynamics*. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 2000. 536 p. (in Russ.)

6. Kozlov D.S. The Influence of Mutual Coupling Effect on the Radiation Pattern Characteristics of the Nulling Phased Antenna Array. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics (Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika).* 2016;(2):69–74. (in Russ.)

7. Korotetsky E.V., Shitikov A.M., Denisenko V.V. Methods of Phased Array Antenna Calibration. *Radio engineering*. 2013;5: 95–104. (in Russ.)

8. Skobelev S.P. *Phased Antenna Arrays with Sectoral Partial Radiation Patterns*. Moscow: Fizmatlit Publ.; 2010. 318 p. (in Russ.)

9. Frantsuzov A.D. The Method of Partial Diagram for the Synthesis of Linear Antenna Arrays. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics (Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika)*. 2014;5:3–9. (in Russ.)

10. Drabowitch S., Papiernik A., Griffiths H.D., Encinas J., Smith B.L. Modern Antennas. Springer: Dordrecht; 2005. 710 p.

11. Van Trees H.L. *Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory*. John Wiley & Sons: NewYork; 2002. 1472 p.

12. Zelkin E.G, Kravchenko V.F. *Problems of Antenna Synthesis and New Methods for their Solution*. Moscow: IPRZhR Publ.; 2002. 72 p. (in Russ.)

13. Vendik I.B., Kozlov D.S. Vendik O.G. *Diagram Formation in Antenna Arrays*. Moscow: Fizmatlit Publ.; 2020. 110 p. (in Russ.)

14. Kuzmin S.V., Korovin K.O., Raimzhanov T.R. An Implementation of Interactive Application for the Synthesis of Communication Systems with Antenna Arrays. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics (Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika*). 2020;23(2):46–54. (in Russ.) DOI:10.32603/1993-8985-2020-23-2-46-54.

15. Salomatov Yu.P., Panko V.S., Sugak M.I. *Ring Emitters and Antenna Arrays*. St. Petersburg: LETI Publ.; 2014. 119 p. (in Russ.)

16. Arik D.B. *Electronically Scanned Arrays MATLAB® Modeling and Simulation*. CRC Press: Boca Raton; 2012. 229 p. DOI:10.1201/b12044

17. Arkhipov N.S., Polyansky I.S., Somov A.M. *Analysis and Structural-Parametric Synthesis of Mirror Antennas*. Moscow: Goriachaia liniia Telekom Publ.; 2017. 225 p. (in Russ.)

18. Sosunov B.V., Borodulin R.Yu. Constructural Synthesis of Element of a Fased Array of Antennas. *Computing, Telecommunication and Control.* 2013;2(169):47–54. (in Russ.)

19. Andropov A.V., Kuzmin S.V., Korovin K.O. Design of Airborne Dual-Band Low-Profile Antenna Array. International Youth Conference on Electronics, Telecommunications and Information Technologies, Proceedings of the YETI 2020, 10–11 July 2020, Russia, St. Petersburg. Springer Proceedings in Physics. Cham: Springer; 2021. vol.255. p.675–681. DOI:10.1007/978-3-030-58868-7_74

20. Andropov A.V., Kuzmin S.V. Algorithm for Determining the Design of an Unbalanced Wave Channel Antenna with a Given Direction of Maximum Radiation in the Vertical Plane. *Achievements of Modern Radioelectronics*. 2021;75(4):87–92. (in Russ.) DOI:10.18127/j20700784-202104-12

21. Andropov A.V., Kanaev K.A., Kolmakov I.A., Popov O.V., Smirnov P.L. *Airborne Antenna for an Unmanned Aerial Vehicle*. Patent RF, no. 2715353 C1, 25.07.19. (in Russ.)

22. Grigoriev V.A., Schesnyak S.S., Gulyushin V.L., Raspaev Yu.A., Lagutenko O.I., Shchesnyak A.S. *Adaptive Antenna Arrays.* Part 1. St. Petersburg: ITMO University Publ.; 2016. 179 p. (in Russ.)

23. Simon D. Evolutionary Optimization Algorithms. John Wiley & Sons, Inc.; 2013. 784 p.

Статья поступила в редакцию 06.04.2022; одобрена после рецензирования 19.04.2022; принята к публи-кации 21.04.2022.

The article was submitted 06.04.2022; approved after reviewing 19.04.2022; accepted for publication 21.04.2022.

Информация об авторах:

АНДРОПОВ | научный сотрудник ООО «Специальный Технологический Центр» Алексей Викторович | © https://orcid.org/0000-0003-1469-7913

КУЗЬМИН Сергей Викторович кандидат физико-математических наук, доцент, доцент кафедры конструирования и производства радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича bttps://orcid.org/0000-0002-5496-2702 Научная статья УДК 004.725.5 DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-29-36

CC) BY 4.0

Эффективное частотно-территориальное планирование сетей IEEE 802.11 как задача «замощения» плоской зоны покрытия регулярными структурами. Часть 1. Модель межканальных помех

Ф Антон Сергеевич Викулов, Asv012016@gmail.com

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

Аннотация: Планирование сетей беспроводного доступа стандарта IEEE 802.11 невозможно без выбора частотного плана, т. е. набора частотных каналов заданного типа. Это особенно важно ввиду того факта, что частотная конфигурация распределенной сети существенно зависит от решений проектировщика и администратора инфраструктуры. Кроме того, предусмотренные стандартом центральные частоты каналов не гарантируют полного отсутствия их негативного взаимного влияния друг на друга. Рассматривая радиопокрытие двухмерной целевой зоны радиопокрытия сети как «замощение», т. е. наиболее плотное заполнение плоскости зонами покрытия отдельных точек доступа, для конкретной структуры «замощения» необходимо выбрать наилучшее решение по частотному планированию из числа возможных. Для этого следует рассмотреть практически применимые случаи использования различного числа каналов в свете задачи «замощения» плоскости, принимая во внимание пересечение спектральных масок в соответствующей полосе частот. В данной работе частотно-территориальное планирование в сетях IEEE 802.11 рассмотрено с позиции «замощения» плоскости регулярными структурами и предложена модель, которая бы учитывала эффекты межканальных помех, давала бы критерий оценки и была бы применима для выбора лучшей частотной конфигурации для соответствующей регулярными структурации для

Ключевые слова: беспроводная сеть доступа, IEEE 802.11, межканальные помехи, элементарная единица, «замощение» плоскости, регулярная структура, частотное планирование, частотная конфигурация, проектирование

Ссылка для цитирования: Викулов А.С. Эффективное частотно-территориальное планирование сетей IEEE 802.11 как задача «замощения» плоской зоны покрытия регулярными структурами. Часть 1. Модель межканальных помех // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2. С. 29–36. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-29-36

Effective Channel Planning of IEEE 802.11 Networks as a Plane Tessellation Problem. Part 1. Adjacent Channel Interference Model

Anton Vikulov, Asv012016@gmail.com

The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications, St. Petersburg, 193232, Russian Federation **Abstract:** *IEEE 802.11* wireless networks design process is impossible without a correct choice of a channel plan, i.e. a set of channels of a given type. This is especially important because channel planning of a distributed network heavily depends on the network designer's and administrator's decisions. Additionally, the central frequencies of the channels provided by the standard do not mean that the channels are non-overlapping. However, considering the coverage of a flat area as a plane tessellation by coverage areas of access points, for a particular regular structure geometry, it is necessary to choose the best channel planning cases, which use different numbers of channels, as a plane tessellation problem, also taking into account the overlapping of their spectral masks. This paper considers channel planning of IEEE 802.11 networks as a plane tessellation with regular structures and proposes a model that takes into account the effects of adjacent-channel interference, provides evaluation criteria, and thus is applicable to select the best channel configuration for the corresponding regular structure.

Keywords: wireless access network, IEEE 802.11, adjacent channel interference, cell unit, plane tessellation, regular structure, channel planning, design

For citation: Vikulov A. Effective Channel Planning of IEEE 802.11 Networks as a Plane Tessellation Problem. Part 1. Adjacent Channel Interference Model. *Proc. of Telecom. Universities*. 2022;8(2):29–36. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-29-36

Введение

Планирование современных беспроводных локальных вычислительных сетей (БЛВС) ячеистой архитектуры трудно представить без решения задачи частотно-территориального планирования. Это в равной мере справедливо для различных БЛВС - как стационарных, так и реализуемых, например, с применением беспилотных летательных аппаратов [1, 2]. В особенности это касается сетей на базе стандарта ІЕЕЕ 802.11 [3], в которых выбор частотной сетки во многом зависит от администратора инфраструктуры. С целью минимизировать риски неоптимального частотного конфигурирования, а также чтобы обосновать выполнение требований проектного задания, поставленного перед проектировщиком, необходимо корректно осуществить выбор частотно-территориального плана.

Вопросы частотного планирования, актуальные для сотовых сетей стандарта LTE, ранее поднимались в работах [4–6]. В них, в том числе, рассматривался и кластерный принцип частотного планирования. Кроме того, в работе [7] были представлены и иные сетевые технологии, в том числе Bluetooth, Wi-Fi и WiMAX. В данной работе внимание будет акцентировано на решении подобной задачи в приложении к сетям IEEE 802.11 (Wi-Fi).

Под частотным планированием в широком смысле понимается выбор номеров (центральных частот) и типов (ширины) частотных каналов с целью обеспечения радиопокрытия с заданными в задаче характеристиками [8]. Однако на практике в двухмерном случае этого оказывается недостаточно, поскольку конкретная структура «замощения» (наиболее плотного заполнения) плоскости зонами покрытия точек доступа (ТД) может иметь свои геометрические особенности, и потому при одной и той же частотной сетке назначение конкретных каналов отдельным элементам структуры «замощения» (т. е. точкам доступа) может привести к различным результатам с точки зрения взаимного влияния ТД друг на друга.

В рамках такой задачи удобно прибегнуть к методам кристаллографии. Так, будем рассматривать элементарную ячейку (мотивную единицу) [9], задающую структуру «замощения» плоскости известным числом каналов заданного типа. Поэтому под частотным планом в данной задаче понимается выбор центральных частот (номеров) каналов заданного типа, на которых работают ТД, размещенные в элементах мотивной единицы в заданной регулярной структуре «замощения». А частотная конфигурация – это отдельные возможные решения задачи выбора частотных каналов для каждой из ТД в мотивной единице «замощения» плоскости.

Настоящая работа посвящена выработке модели, позволяющей оценить межканальное влияние в различных структурах «замощения» плоскости с тем, чтобы в дальнейшем было возможно предложить метод выбора наилучших вариантов частотной конфигурации.

Постановка задачи

Сделаем следующие допущения:

1) будем рассматривать плоский случай;

2) зона радиопокрытия каждой ТД на плоскости, независимо от используемого канала, представляет собой круг радиуса *R*, т. е. излучение антенн всех ТД в азимутальной плоскости изотропно, а коэффициенты усиления всех антенн равны между собой;

3) расстояние между ближайшими ТД равно 2*R*;

прочие смежные, т. е. доступные для приема,
 БЛВС на целевой территории отсутствуют;

5) размер частотного кластера (число доступных для планирования однотипных частотных каналов) равен *M*;

Proceedings of Telecom. Universities. 2022. Vol. 8. Iss. 2

Electronics, photonics, instrumentation...

6) будем для удобства считать, что смежные зоны покрытия ТД только касаются друг друга;

7) площадь пространства, которую необходимо покрыть сигналом, много больше площади зоны покрытия отдельной ТД;

8) все ТД и клиентские устройства работают в канале НЕ (802.11ах) одного типа;

9) вероятность занятости (нагрузка) каналов одинакова и не превышает 50 %, т. е. механизмы adjacent channel rejection [10] не задействованы.

В работе [11] были построены «замощения» плоскости и соответствующие им мотивные единицы структуры «замощения». «Замощение» при этом характеризуется следующими основными параметрами: тип решетки; базис решетки; координационное число плоского «слоя» N [12]; мотивная единица для «слоя».

В работе [12] было ранее показано, что допустимые плоские решения задачи, отвечающие максимальному заполнению плоскости, могут быть двух типов:

– тетрагональные решения в плоской проекции объемно-центрированной кубической решетки (два «слоя») с координационным числом в плоскости *N*, равным 4;

– гексагональные решения (три «слоя») с координационным числом в плоскости *N*, равным 6.

Зададимся целью предложить модель, позволяющую выбрать наилучшую частотную конфигурацию, т. е. лучший вариант однозначного соответствия центральной частоты канала каждому из элементов мотивной единицы «замощения». Примем критерий, определяющий выбор между теми или иными частотными планами, отношение сигнал/шум, которое будем рассчитывать для каждой ТД с учетом межканальных помех.

Геометрическая модель «замощения»

При рассмотрении «замощения» плоскости удобно воспользоваться аппаратом трансляционной симметрии [13]. Зададим следующий базис. Пусть *а* и *b* – два вектора, исходящих из точки *O*, а α – угол между ними. Тогда можно задать плоскую решетку на бесконечной плоскости, в которой векторы задают переходы между возможными узлами. Решетка приведена на рисунке 1. Указанный базис *a*, *b* также задает косоугольную систему координат, которой удобно пользоваться в дальнейшем для описания взаимосвязей в построенной структуре.

При трансляционной симметрии узел *О* может быть симметрично отображен вдоль любой алгебраической суммы векторов *а* и *b* и совмещен с самим собой. Проассоциируем с узлом *О* некоторую группу ТД, представляющих мотивную единицу. Мотивная (элементарная) единица структуры – это группа элементов (в данном случае – зон радиопокрытия ТД), связанная с каждым из узлов решетки [9].



Рис. 1. Трансляционная симметрия в плоской решетке *Fig. 1. Translation Symmetry in Flat Lattice*

Теперь путем трансляции (отображения) мотивной единицы вдоль введенных векторов получим «замощение» (в общем случае бесконечной) плоскости группой ТД. В дальнейшем будем рассматривать построения [11] различных конфигураций, соответствующих различным возможным на практике частотным планам [12].

Любой элемент, как следует из сути трансляционной симметрии, будет эквивалентен самому себе, полученному путем трансляционного переноса. В таком случае вся совокупность возможных трансляций может быть описана вектором $i\vec{a} + j\vec{b}$, где *i* и *j* – целые числа.

Пусть вектор r_n задает переход между вершиной *O* (0;0) целевой мотивной единицы и местоположением *n*-й вершины с координатами (x_n ; y_n) той же мотивной единицы структуры, влияние которой на целевую вершину (ТД) необходимо учесть:

$$\vec{r}_n = x_n \vec{a} + y_n \vec{b}. \tag{1}$$

Очевидно, что если рассматривается вершина, расположенная непосредственно в вершине O(0;0), то соответствующий ей вектор r_n равен нулю. Тогда всю совокупность расстояний до всех таких помехообразующих ячеек можно представить, как совокупность возможных длин вектора:

$$\vec{d}_{ii}(n) = \vec{r}_n + i\vec{a} + j\vec{b}.$$
 (2)

Тогда в рамках заданного базиса *a*, *b* косоугольной системы координат формула (2) может быть представлена как:

$$\vec{d}_{ij}(n) = \vec{r}_n + i\vec{a} + j\vec{b} = (\vec{r}_1 + i\vec{a} + j\vec{b}) (\vec{r}_2 + i\vec{a} + j\vec{b}) (\vec{r}_3 + i\vec{a} + j\vec{b}) = (x_1 + i)\vec{a} + (y_1 + j)\vec{b} (x_2 + i)\vec{a} + (y_2 + j)\vec{b} (x_3 + i)\vec{a} + (y_3 + j)\vec{b} (x_n + i)\vec{a} + (y_n + j)\vec{b}$$
(3)

Перейдем к ортонормированной системе координат. Пусть начало координат совпадает с одной

Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2

из точек 0. Пусть дан ортонормированный базис (\vec{e}_x, \vec{e}_y)

Тогда косоугольный базис *a*, *b* может быть выражен через ортонормированный базис *E* следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} \vec{a} = c_{ax}\vec{e}_x + c_{ay}\vec{e}_y \\ \vec{b} = c_{bx}\vec{e}_x + c_{by}\vec{e}_y \end{cases}$$
(4)

где c_{ax} , c_{ay} , c_{bx} , c_{by} – координаты векторов *a*, *b* в ортонормированном базисе, образующие матрицу перехода С:

$$C = \begin{vmatrix} c_{ax} & c_{bx} \\ c_{ay} & c_{by} \end{vmatrix}.$$
 (5)

В таком случае (2) можно иначе записать как:

 $\vec{d}_{ij}(n) = \vec{r}_n + i(c_{ax}\vec{e}_x + c_{ay}\vec{e}_y) + j(c_{bx}\vec{e}_x + c_{by}\vec{e}_y).$ (6)

А в матричной форме:

$$d_{ij}(n) = r_n + i(CE) + j(CE).$$
 (7)

Таким образом формула (7) дает всю совокупность расстояний до всех помехообразующих ячеек, включая соканальные помехи, т. е. помехи от ТД с тем же номером канала.

Для большего удобства геометрических операций в рассматриваемой модели введем понятие размера сетки D. На рисунке 2 приведена иллюстрация «замощения» плоскости для случая числа частот M в мотивной единице «замощения» равного трем, при координационном числе N в плоскости равном шести [11]. Показана структура из 25 мотивных единиц в плоской решетке, образуемых при размере сетки D, равном 2. При этом исходная мотивная единица находится в узле решетки с координатами (0;0), а остальные 24 являются результатами трансляций по обеим осям решетки в диапазоне D = [-2; 2].

Варьируя величину *D*, т. е. увеличивая или уменьшая число рассматриваемых ячеек, возможно делать расчет разной точности.



Рис. 2. Трансляционная симметрия для *M* **= 3**, *N* **= 6 с размером сетки** *D* **= 2** *Fig. 2. Translation Symmetry for M* **=** *3*, *N* **=** *6*, *and D* **=** *2*

Частотные конфигурации

В обсуждаемой задаче «замощения» плоскости рассмотрим построение конфигурации для заданного частотного плана как процесс присвоения каждой ТД мотивной единицы – соответствующей центральной частоты канала, задавая таким образом каналы для всех ТД в бесконечной в плоскости структуре «замощения» [12]. Итак, имея частотный кластер размера *M*, получим *M*! возможных частотных конфигураций, т. е. возможные конфигурации определяются общим числом возможных перестановок из *M*.

Поставим каждому элементу в соответствие некоторую центральную частоту канала F_n наперед заданного типа и зададим матрицу-вектор F, содержащую центральные частоты каналов, заданные условиями задачи.

Длина матрицы-вектора F равна M:

$$F = (F_1 \quad F_2 \quad \dots \quad F_M).$$
 (8)

Матрица возможных решений *H*, содержащая все возможные перестановки вектора *F*, будет иметь *M*! столбцов и *M* строк. При построении матрицы перестановок воспользуемся алгоритмом, предложенным в работе [14]:

$$H = \begin{pmatrix} F_{1,1} & F_{1,2} & \dots & F_{1,M!} \\ F_{2,1} & F_{2,2} & \dots & F_{2,M!} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ F_{M,1} & F_{M,2} & \dots & F_{M,M!} \end{pmatrix},$$
(9)

т. е. каждая возможная частотная конфигурация из их общего числа *M*! для мотивной единицы будет однозначно задаваться столбцом матрицы *H*.

Теперь для *k*-й возможной частотной конфигурации посчитаем набор значений отношения сигнал/шум (ОСШ) для всех ТД из заданной мотивной единицы, получив набор из *M* значений ОСШ, соответствующих целевой ТД мотивной единицы и определяемых межканальными помехами от всей «замощаемой» плоскости. Таких наборов будет *M*! штук.

Модель помех в спектре

Будем оценивать эффекты при измерении параметров сигнала на стороне ТД, т. е. принятый сигнал со стороны клиентского устройства, расположенного в формируемой ею зоне покрытия БЛВС, будет испытывать помехи в основном от расположенных рядом зон покрытия других ТД.

Спектральная модель межканальных помех для сетей IEEE 802.11 ранее была предложена в работе [15]. Суть ее состоит в вероятностном учете эффектов перекрытия спектральных масок целевого канала (на котором идет работа) с центральной частотой F_T и канала-помехи, с центральной частотой Fi_n , где n – номер ТД (в пределах мотивной единицы), создающей помеху. Отличие предлагаемой здесь модели состоит в возможности учета трансляционной симметрии «замощения» плоскости, принимая во внимание геометрию мотивной единицы, и, как следствие, геометрию всей структуры «замощения» плоскости.

Будем рассматривать 802.11ах (НЕ) режимы с различной шириной канала и 100-процентным использованием RU. Характеристики спектральной маски канала приведены в таблице 1.

Определим *S*_{*T*}(*f*), как распределение уровня мощности полезного сигнала на участке спектра, а *S*_{*I*}(*f*) – как спектральную маску канала-помехи.

Влияние эффектов межканальных помех будем оценивать путем расчета площади пересечения спектра мощности целевого сигнала $S_T(f)$ (дБм) и спектра мощности сигнала $S_l(f)$ (дБм), создающего помеху. При этом, для целевого сигнала будем учитывать только интегральную площадь в диапазоне частот [$F_T - A$; $F_T + A$], ввиду ограниченности спек-

тра собственно квадратурно-амплитудно-модулированного сигнала. Пересечение площадей спектров приведено на рисунке 3, где:

– *F_T* + *A* (МГц) – частота для точки *А* для целевого канала (см. таблицу 1);

 $-F_T - D$ (МГц) – частота для точки *D* для канала, создающего помеху (см. таблицу 1);

 – *F*_T (МГц) – центральная частота целевого канала, на котором идет передача;

 – *F*_l (МГц) – центральная частота канала, создающего помеху.

ТАБЛИЦА 1. Характеристики спектральной маски канала TABLE 1. Transmit Spectrum Mask Characteristics

Параметры каналов различных типов, МГц						
Тип канала	Полуширина участка спектральной маски до точки, МГц.					
	Α	В	С	D		
HE160 (1992 RU)	79,5	80,5	160	240		
HE80 (996 RU)	39,5	40,5	80	120		
HE40 (484 RU)	19,5	20,5	40	80		
HE20 (242 RU)	9,75	10,5	20	30		



Fig. 3. Adjacent Channel Interference Model in Spectrum

Рисунок 3 иллюстрирует случай для одной помехи при *F*₁ > *F*₇.

Тогда уровень отдельного сигнала-помехи составит:

$$S_I(f) = P_{\text{rad}} + G_t + S(f - F_I) - L(d)$$
 (дБм), (10)

а перейдя к мВт:

$$S_{IW}(f) = 10^{\frac{P_{rad}+G_t+S(f-F_I)-L(d)}{10}}$$
 (MBT), (11)

где P_{rad} (дБм) – уровень мощности излучения источника сигнала на выходе радиомодуля, создающего помеху; G_t – коэффициент усиления передающей антенны ТД-помехи в направлении целевой ТД с учетом MRC и TxBF (примем равным 2 дБ); L(F, d) (дБ) – затухание сигнала в зависимости от частоты сигнала F и расстояния о него, определяемого длиной вектора $\vec{d}_{ij}(n)$.

Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2

Маска целевого сигнала будет определяться как:

$$S_{TW}(f) = 10^{\frac{P_T + S(f - F_T)}{10}}$$
 (MBT), (12)

где *P_T* (дБм) – требуемый уровень приема сигнала на входе радиомодуля клиентского устройства;

Уровень целевого сигнала в зоне радиопокрытия будем считать отвечающим требованию для наиболее скоростного режима. Так, например, при шумовом пороге, равном –90 дБм, и требованию ОСШ, равном 32 дБ, для QAM-256 при скорости кодирования 5/6, требование уровня приема будет составлять –58 дБм. В зависимости от условий можно выбрать необходимую модель затухания сигнала.

В случае отсутствия препятствий при распространении сигнала на целевой площади, затухание сигнала *L* на расстоянии *d*_{*ij*}(*n*) можно определить согласно рекомендации MCЭ-R P.525 [13]:

$$L_{525}(d) = 32,4 + 20\log F_{I,n} + 20\log |\dot{d}_{i,j}(n)|$$
 (дБ), (13)

где $|\vec{d}_{i,j}(n)|$ – расстояние (км), см. (2), а $F_{l,n}$ – центральная частота канала-помехи (МГц).

В случае необходимости учета различных препятствий в зданиях, можно использовать рекомендацию МСЭ-R P.1238 [14]:

$$L_{1238}(d) = 20 \lg F_{I,n} + N_d \lg(\left| \vec{d}_{i,j}(n) \right|) + L_f - 28, \quad (14)$$

где N_d – дистанционный коэффициент потерь мощности (N = 30 для частот 2,4 ГГц диапазона и $N_d = 31$ для 5 ГГц [14]); L_f – коэффициент потерь за счет прохождения сигнала через межэтажное перекрытие (дБ) (в рассматриваемом плоском случае $L_f = 0$).

Модель затухания (14) дает усреднение затухания в этажных планировках и может быть использована при оценках затухания в зданиях различного назначения. Существуют и иные модели затухания, принимающие во внимание различные факторы окружающей среды. Так, в рекомендации [15] даются оценки затухания сигнала, принимая во внимания учет газового состава атмосферы. Рекомендация [16] предназначена для расчета распространения сигнала, требующего наличие прямой видимости между приемником и передатчиком. Среди специализированных рекомендаций можно отметить, например, документ [17], предоставляющий возможность расчета затухания сигнала при прохождении через зеленые насаждения, что может быть актуально при развертывании БЛВС в парковых зонах.

Отметим, что для задачи поиска наилучшей частотной конфигурации выбор модели затухания качественно не важен. Но количественно, модель затухания будет одним из факторов, влияющих на значения ОСШ выбранного решения. Таким образом, $S_{lw}(f, L(F_l, d_n)) – функция, задающая спектр$ *n*-госигнала-помехи (мВт) в зависимости от частоты ирасстояния до*n*-го источника. Тогда суммарный спектр всех межканальных помех от ячеек той же БЛВС может быть описан следующим образом:

$$W_{Iw}(f) = NF + Q \sum_{i=-D}^{D} \sum_{j=-D}^{D} \sum_{k=1}^{M} US_{Iw}(H_{k,m}, d_{i,j}(n), f)$$
(15)
при
$$U = \begin{cases} 1, & k \neq n \\ 0, & k = n \end{cases}$$
 (16)

где *U* – функция-индикатор межканальных помех; *NF* – шумовой порог (мВт); *Q* – вероятность занятости (нагрузка) частотного канала; *D* – размер сетки, рассмотренный ранее.

Будем считать, что шумовой порог определяется шумом с равномерной спектральной плотностью в рассматриваемой полосе частот и независящим от частоты средним уровнем амплитуды. Теперь, имея выражение для суммарного спектра от всех межканальных помех, можно получить выражение для ОСШ в зоне покрытия целевой ТД. ОСШ примем за основной параметр, определяющий работоспособность каждой отдельной целевой ТД.

В условиях наличия фонового (не связанного с другими ТД) шума и межканальных помех ОСШ (*om англ.* Signal-To-Noise Ratio, SNR) определяется согласно выражению:

$$SNR_{n,m} = 10\log_{10} \frac{\int_{F_T-A}^{F_T+A} S_{Tw}(f) df}{\int_{F_T-A}^{F_T+A} W_{Iw}(f) df} \quad (\text{дБ}).$$
(17)

Таким образом, получим матрицу SNR, содержащую *m* строк возможных решений, с *n* значениями ОСШ для каждой ТД в мотивной единице. Среди полученных подобным способом решений будем далее искать наилучшее, задавая соответствующие критерии оптимальности.

Выводы и перспективы дальнейших исследований

По результатам проведенной работы можно сделать, следующие выводы.

Распределенная БЛВС может быть описана как «замощение» плоскости регулярной структурой зон покрытия ТД, характеризуемой мотивной единицей «замощения» и базисом, задающим трансляционную симметрию в решетке.

Для учета межканальных помех на целевую ТД необходимо принимать во внимание спектральную маску канала IEEE 802.11 и суммарную маску всех каналов, создающих помеху с учетом их частот и расстояния до них.

Предложенный подход опирается на геометрическую модель, используя заданные мотивные единицы «замощения» плоскости при условии, что определена модель затухания сигналов, создающих помехи. Предложенная модель позволяет учитывать эффекты межканальных помех, принимая во внимания геометрию всей структуры «замощения» плоскости, имея основным критерием ОСШ на стороне целевой ТД. В дальнейшей работе в развитии данной модели будет рассмотрен метод нахождения наилучшей частотной конфигурации для частотного кластера заданной геометрии и показаны возможные решения для различного его размера.

Список источников

1. Dinh T.D., Vishnevsky V., Pham V.D., Le D.T., Kirichek R., Koucheryavy A. Determination of Subscribers Coordinates using Flying Network for Emergencies // Proceedings of the International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT, PyeongChang, South Korea, 07–10 February 2021). IEEE, 2021. PP. 1309–1318. DOI:10.23919/ICACT 51234.2021.9370476

2. Kirichek R., Dinh T.D., Pham V.D., Zakharov M., Le D.T., Koucheryavy A. Positioning Methods Based on Flying Network for Emergencies // Proceedings of the 22nd International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT, Phoenix Park, South Korea, 16–19 February 2020). IEEE, 2020. PP. 245–250. DOI:10.23919/ICACT48636.2020.9061217

3. Institute of Electrical and Electronics Engineers. 802.11-2020. IEEE Standard for Information Technology. Telecommunications and Information Exchange between Systems. Local and Metropolitan Area Networks. Specific Requirements. Part 11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. IEEE, 2021. 4379 p. DOI:10.1109/IEEESTD.2021.9363693

4. Бабков В.Ю., Никитина А.В., Стариков В.В. Определение пространственно-технических параметров сотовой сети стандарта LTE // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2015. № 1(212). С. 7–15. DOI:10.5862/JCSTCS.212.1

5. Бабков В.Ю., Стариков В.В. Выбор кластерной структуры сети начального приближения стандарта LTE // Информационные системы и технологии. 2017. № 5(103). С. 72–80.

6. Рыжков А.Е., Сиверс М.А., Бабкин А.С., Пыленок А.М., Трофимов А.П. Сети стандарта LTE. Развитие технологий радиодоступа. СПб.: СПбГУТ, 2015. 254 с.

7. Вишневский В.М, Ляхов А.И, Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. М.: Техносфера, 2005. 592 с.

8. Викулов А.С., Парамонов А.И. Частотно-территориальное планирование сетей Wi-Fi с высокой плотностью пользователей // Информационные технологии и телекоммуникации. 2018. Т. 6. № 2. С. 35–48.

9. Греков Ф.Ф., Рябенко Г.Б., Смирнов Ю.П. Кристаллохимия. Структурная кристаллография. СПб: Изд-во Политехн. ун-та, 2006. 106 с.

10. Institute of Electrical and Electronics Engineers. 802.11ax-2021. IEEE Standard for Information Technology. Telecommunications and Information Exchange between Systems Local and Metropolitan Area Networks. Specific Requirements. Part 11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 1: Enhancements for High-Efficiency WLAN. IEEE, 2021. 767 p. DOI:10.1109/IEEESTD.2021.9442429

11. Викулов А.С., Парамонов А.И. Построение типовых структур для замощения плоскости в задаче частотнотерриториального планирования сетей IEEE 802.11 // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2021. № 2(42). С. 17–28.

12. Викулов А.С., Парамонов А.И. Постановка задачи замощения плоскости в применении к частотнотерриториальному планированию сетей IEEE 802.11 // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2021. № 1(41). С. 24–32.

13. Nesse D.W. Introduction to Mineralogy. New York: Oxford University Press, 2000. 442 p.

14. Фёдоров Л.И. Генератор перестановок транспозицией соседних элементов в Mathcad // Вестник Московского государственного областного университета. Серия: Физика-математика. 2014. № 4. С. 129–136.

15. Викулов А.С. Модель межканальной интерференции в сетях IEEE 802.11 в задаче оценки пропускной способности // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2019. № 1(33). С. 36–45.

16. Рекомендация МСЭ-R Р.525-2 (1994) Расчет ослабления в свободном пространстве. (1978-1982-1994).

17. Рекомендация МСЭ-R Р.1238-8 (2016) Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования для планирования систем радиосвязи внутри помещений и локальных зоновых радиосетей в частотном диапазоне 300 МГц – 100 ГГц. Серия Р. Распространение радиоволн.

18. Рекомендация МСЭ-R Р.676-6 (2005) Затухание в атмосферных газах.

19. Рекомендация МСЭ-R Р.530-12 (2007) Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования, требующиеся для проектирования наземных систем прямой видимости.

20. Рекомендация МСЭ-R Р.833-9 (2016) Ослабление сигналов растительностью.

References

1. Dinh T.D., Vishnevsky V., Pham V.D., Le D.T., Kirichek R., Koucheryavy A. Determination of Subscribers Coordinates using Flying Network for Emergencies. *Proceedings of the International Conference on Advanced Communication Technology, ICACT, 07–10 February 2021, PyeongChang, South Korea.* IEEE; 2021. p.1309–1318. DOI:10.23919/ICACT51234.2021.9370476

2. Kirichek R., Dinh T.D., Pham V.D., Zakharov M., Le D.T., Koucheryavy A. Positioning Methods Based on Flying Network for Emergencies. *Proceedings of the 22nd International Conference on Advanced Communication Technology, ICACT, 16–19 February 2020, Phoenix Park, South Korea*. IEEE; 2020. p.245–250. DOI:10.23919/ICACT48636.2020.9061217
3. Institute of Electrical and Electronics Engineers. 802.11-2020. *IEEE Standard for Information Technology. Telecommunications and Information Exchange between Systems. Local and Metropolitan Area Networks. Specific Requirements. Part 11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications.* IEEE; 2021. DOI:10.1109/ IEEESTD.2021.9363693

4. Babkov V.Yu., Nikitina A.V., Starikov V.V. Definition of the Spatial and Technical Parameters LTE Network. *Computing, Telecommunications and Control.* 2015:1(212):7–15. (in Russ.) DOI:10.5862/JCSTCS.212.1

5. Babkov V.Yu., Starikov V.V. Selection of Cluster Structure of Initial Aproximation LTE Network. *Information Systems and Technologies*. 2017;5(103):72–80. (in Russ.)

6. Ryzhkov A.E., Sivers M.A., Babkin A.S., Pylenok A.M., Trofimov A.P. *LTE Networks. Development of Radio Access Technologies.* St. Petersburg: The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2015. 254 p. (in Russ.)

7. Vishnevsky V.M., Lyakhov A.I., Portnoy S.L., Shakhnovich I.V. *Broadband Wireless Networks for Information Transmission*. Moscow: Tekhnosfera Publ.; 2005. 592 p. (in Russ.)

8. Vikulov A., Paramonov A. Frequency and Distance Planning of High Density Wi-Fi Networks. *Telecom IT*. 2018;6(2):35–48 (in Russ.)

9. Grekov F.F., Ryabenko G.B., Smirnov Yu.P. *Crystal Chemistry. Structural Crystallography*. St. Petersburg: Polytechnic University Publ.; 2006. 106 p. (in Russ.)

10. Institute of Electrical and Electronics Engineers. 802.11ax-2021. *IEEE Standard for Information Technology. Telecommunications and Information Exchange between Systems Local and Metropolitan Area Networks. Specific Requirements. Part 11. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 1: Enhancements for High-Efficiency WLAN.* IEEE; 2021. DOI:10.1109/IEEESTD.2021.9442429

11. Vikulov A.S., Paramonov A.I. Arrangement of Standard Structures for Tiling the Plane for Frequency and Area Planning of IEEE 802.11 networks. *Radio and Telecommunication Systems*. 2021;2(41):17–28. (in Russ.)

12. Vikulov A.S., Paramonov A.I. Problem Statement of Tiling the Plane for Frequency and Area Planning of IEEE 802.11 Networks. *Radio and Telecommunication Systems*. 2021;1(41):24–32. (in Russ.)

13. Nesse D.W. Introduction to Mineralogy. New York: Oxford University Press; 2000. 442 p.

14. Fedorov L. Generator of Permutations by Transposition of Neighboring Elements in Mathcad. *Bulletin Of The Moscow State Regional University. Series: Physics-Mathematics.* 2014;4:129–136. (in Russ.)

15. Vikulov A.S. Interchannel Interference Model in IEEE 802.11 Networks for the Task of Traffic Capacity Estimation. *Radio and Telecommunication Systems*. 2019;1(33):36–45. (in Russ.)

16. Rec. ITU-R P.525-2 Calculation of free-space attenuation. 1994.

17. Rec. ITU-R P.1238-8 Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz. 2016.

18. Rec. ITU-R P.676-6 Attenuation by atmospheric gases. 2005.

19. Rec. ITU-R P.530-12 Propagation data and prediction methods required for the design of terrestrial line-of-sight systems. 2007.

20. Rec. ITU-R P.833-9 Attenuation in vegetation. 2016.

Статья поступила в редакцию 23.05.2022; одобрена после рецензирования 08.06.2022; принята к публикации 15.06.2022.

The article was submitted 23.05.2022; approved after reviewing 08.06.2022; accepted for publication 15.06.2022.

Информация об авторе:

ВИКУЛОВ Антон Сергеевич кандидат технических наук, доцент кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича bttps://orcid.org/0000-0002-6671-9267 Научная статья УДК 621.396.24 DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-37-47

(cc) BY 4.0

Оптимальная рабочая частота по критерию максимального интервала частотной корреляции замираний в однолучевой декаметровой радиолинии

© Станислав Андреевич Коваль^{1⊠}, _bober_@mail.ru

Владимир Петрович Пашинцев², pasintsevp@mail.ru

Александр Дмитриевич Скорик³, alexander_skorik@mail.ru

Денис Владимирович Сальников¹, denis_salnikov@mail.ru

Дмитрий Александрович Михайлов², mixayloff.dimaaylov@yandex.ru

¹Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Будённого,

Санкт-Петербург, 194064, Российская Федерация

²Северо-Кавказский федеральный университет, Ставрополь, 355017, Российская Федерация

³Российский институт мощного радиостроения, Санкт-Петербург, 199178, Российская Федерация

Аннотация: Разработана аналитическая методика определения зависимости интервала частотной корреляции замираний в однолучевой декаметровой радиолинии от отношения рабочей частоты к максимально применимой частоте степени диффузности ионосферы (интенсивности мелкомасштабных неоднородностей) и дальности связи (протяженности радиолинии). Эта зависимость получена в виде произведения традиционного интервала частотной корреляции замираний в однолучевой декаметровой радиолинии на понижающий коэффициент. Обосновано, что по мере увеличения отношения рабочей частоты к максимально применимой величина традиционно определяемого интервала частотной корреляции замираний уменьшается, а понижающего коэффициента – возрастает. Установлены оптимальные значения рабочей частоты (по отношению к максимально применимой частоте) по критерию обеспечения максимальных значений интервала частотной корреляции замираний в однолучевой декаметровой радиолинии. Показано, что увеличение дальности декаметровой связи приводит к расширению интервалов частотной корреляции замираний, а увеличение уровня диффузности ионосферы приводит к увеличению среднеквадратического отклонения флуктуаций фазового фронта волны на выходе ионосферы, что оказывает влияние на уменьшение максимального значения интервала частотной корреляции замираний, которое наблюдается при более низком оптимальном значении рабочей частоты в однолучевой декаметровой радиолинии. Полученные результаты позволят провести оценку помехоустойчивости приема сигналов при различных значениях интервалов частотной корреляции, в том числе и при возникновении частотно-селективных замираний.

Ключевые слова: декаметровая радиолиния, выбор оптимальной рабочей частоты, максимально применимая частота, ионосфера, диффузность, мелкомасштабные неоднородности, флуктуации фазового фронта, замирания, интервал частотной корреляции

Источник финансирования: Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда в рамках выполнения проекта № 22-21-00768.

Ссылка для цитирования: Коваль С.А., Пашинцев В.П., Скорик А.Д., Сальников Д.В., Михайлов Д.А. Оптимальная рабочая частота по критерию максимального интервала частотной корреляции замираний в однолучевой декаметровой радиолинии // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2. С. 37–47. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-37-47

Optimal Operating Frequency According to the Maximum Interval of Frequency Fade Correlation in a Single-Beam Decametric Radio Link

◎ Stanislav Koval^{1⊠}, _bober_@mail.ru

- **Vladimir Pashintsev**², pasintsevp@mail.ru
- Alexander Skorik³, alexander_skorik@mail.ru
- Denis Salnikov¹, denis_salnikov@mail.ru
- Dmitry Mikhaylov², mixayloff.dimaaylov@yandex.ru

¹Military Academy of Communications,

St. Petersburg, 194064, Russian Federation

²North Caucasian Federal University,

Stavropol, 355017, Russian Federation

³Russian Institute of Powerful Radio Engineering,

St. Petersburg, 199178, Russian Federation

Abstract: An analytical method has been developed for determining the dependence of the fading frequency correlation interval in a single-beam decameter radio link on the ratio of the operating frequency to the maximum applicable frequency, the degree of ionospheric diffuseness (the intensity of small-scale irregularities), and the communication range (radio link length). This dependence is obtained as the product of the traditional fading frequency correlation interval in a single-beam decameter radio link by a reduction factor. It is substantiated that as the ratio of the operating frequency to the maximum applicable frequency increases, the value of the traditionally determined fading frequency correlation interval decreases, and the reduction factor increases. The optimal values of the operating frequency (relative to the maximum usable frequency) are established according to the criterion for ensuring the maximum values of the fading frequency correlation interval in a single-beam decameter radio link. It is shown that an increase in the decameter communication range leads to an expansion of the fading frequency correlation intervals, and an increase in the level of ionospheric diffuseness leads to an increase in the root-meansquare deviation of fluctuations of the wave phase front at the ionospheric outlet, which affects the decrease in the maximum value of the fading frequency correlation interval, which observed at a lower optimal value of the operating frequency in a single-beam decameter radio link. The results obtained will allow us to assess the noise immunity of signal reception at different values of frequency correlation intervals, including the occurrence of frequency-selective fading.

Keywords: decameter radio link, selection of the optimal operating frequency, the maximum applicable frequency, ionosphere, diffuseness, small-scale inhomogeneities, phase front fluctuations, fading, frequency correlation interval

Funding: the work was supported by the Russian Science Foundation, grant no. 22-21-00768.

For citation: Koval S., Pashintsev V., Skorik A., Salnikov D., Mikhaylov D. Optimal Operating Frequency According to the Maximum Interval of Frequency Fade Correlation in a Single-Beam Decametric Radio Link. *Proc. of Telecom. Universities.* 2022;8(2):37–47. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-37-47

Введение

Радиолинии декаметрового (ДКМ) диапазона находят широкое применение благодаря их автономности, низкой стоимости передачи в пересчете на 1 Мбайт информации и большой дальности связи [1, 2]. При этому значительный процент времени существуют ДКМ-радиолинии с одним дискретным лучом (модой): 85 % при дальности связи R = 3000 км и 31 % – при R = 1500 км [3, 4]. В однолучевых ДКМ-радиолиниях за счет рассеяния волны на мелкомасштабных (100...1000 м) неоднородностях ионосферы возникает диффузная многолучевость с максимальным относительным временем запаздывания (интервалом многолучевости, рассеяния лучей) $\Delta \tau_i \approx 50...200$ мкс [5], что существенно меньше относительного времени запаздывания в двухлучевых ДКМ-радиолиниях $\Delta t_i \approx 1...12$ мс [6–11]. Принимаемый сигнал в одно-

лучевых ДКМ-радиолиниях всегда подвержен замираниям [5–11]. Последние будут иметь общий (гладкий, неселективный) характер, если для выбранной ширины спектра F_0 сигнала выполняется условие отсутствия частотно-селективных замираний (ЧСЗ) $F_0 << 1/\Delta \tau_i \approx F_{\kappa}$, где $F_{\kappa} \approx 1/\Delta \tau_i$ – интервал частотной корреляции замираний в радиолинии с диффузной многолучевостью. Длительность T_0 сигнала выбирается так, чтобы выполнялось условие отсутствия межсимвольной интерференции (МСИ) $T_0 >> \Delta \tau_i$ принимаемых сигналов.

Помехоустойчивость приема сигналов, подверженных ЧСЗ и МСИ, может снижаться на несколько порядков по сравнению с приемом сигналов с общими замираниями [4, 6]. Поэтому на этапе проектирования систем радиосвязи с однолучевыми ДКМ-радиолиниями необходимо знать интервал частотной корреляции замираний, обусловленных диффузной многолучевостью $F_{\kappa} \approx 1/\Delta \tau_i$.

Поскольку согласно [5] в однолучевой ДКМрадиолинии относительное время запаздывания диффузных лучей составляет $\Delta \tau_i \approx 50...200$ мкс, то величина $F_{\kappa} \approx 1/\Delta \tau_i = 20...5$ кГц. Согласно [4] интервал частотной корреляции замираний в однолучевой ДКМ-радиолинии существенно меньше и составляет $F_{\kappa} \approx 1/\Delta \tau_i \approx 2...3$ кГц. Согласно экспериментам [12] при дальности ДКМ-связи ≈ 3000 км данный интервал может достигать значений $F_{\kappa} \approx$ ≈ 40 кГц.

Очевидно, что столь значительный разброс ($F_{\rm k} \approx 2...40$ кГц) измеренных значений интервала частотной корреляции замираний в однолучевой ДКМ-радиолинии при ограниченных сведениях об исходных данных экспериментов обуславливает потребность теоретического изучения зависимости величины $F_{\rm k}$ от параметров передаваемых ДКМ-сигналов, степени диффузности ионосферы и геометрии радиолинии.

Известно [13], что уровень (степень) диффузности ионосферы можно оценить интенсивностью β_{μ} ее мелкомасштабных неоднородностей, характеризующей относительные флуктуации электронной концентрации. Ее величина составляет $\beta_{\mu} =$ = 10⁻³...10⁻² в нормальной (невозмущенной) ионосфере и может возрастать до $\beta_{\mu} = 10^{-2}...10^{-1}$ и более в условиях возмущений (типа диффузности ионосферы). Согласно [14] интервал частотной корреляции замираний в однолучевой ДКМ-радиолинии связан с интенсивностью мелкомасштабных неоднородностей ионосферы обратно пропорциональной зависимостью: $F_{\kappa} \sim (\beta_{\mu})^{-1}$. На основе экспериментов [10] установлено, что интервал частотной корреляции замираний F_к существенно зависит от дальности связи R. Согласно [11] интервал частотной корреляции замираний в однолучевой ДКМ-радиолинии должен зависеть от отношения $K_0 = f_0/f_m \le 1$ рабочей частоты f_0 к максимально применимой частоте (МПЧ) f_m . Однако конкретные зависимости $F_{\rm K} = \psi(f_0/f_m)$ в [11] не установлены.

Отсюда следует актуальность получения аналитической зависимости $F_{\kappa} = \psi(f_0, \beta_{\mu}, R)$ интервала частотной корреляции в однолучевой ДКМ-радиолинии от выбора рабочей частоты (f_0), интенсивности ионосферных неоднородностей (β_{μ}) и заданной дальности связи (R).

В [15] был разработан алгоритм определения зависимости $F_{\kappa} = \psi(f_0, \beta_{\mu}, R)$ интервала частотной корреляции замираний в однолучевой ДКМ-радиолинии от выбора рабочей частоты f_0 , который учитывает влияние мелкомасштабных неоднородностей (уровня диффузности β_и) отражающего слоя ионосферы при заданной дальности связи R. Недостатком полученной в [15] аналитической зависимости $F_{\kappa} = \psi(f_0, \beta_{\nu}, R)$ является узкая область ее применимости, которая ограничена условиями проявления диффузности ионосферы, когда величина $\beta_{\mu} \ge 10^{-2}$, и дает существенно завышенные (на порядок и более) результаты расчета F_к в условиях нормальной (невозмущенной) ионосферы при отсутствии ($\beta_{\mu} = 10^{-3}$) или слабом уровне ($\beta_{\mu} =$ = 10⁻²) диффузности.

Для устранения этого недостатка в [16] осуществлена разработка метода определения аналитической зависимости $F_{\kappa} = \psi(f_0, \beta_{\mu}, R)$ интервала частотной корреляции замираний в однолучевой декаметровой радиолинии от выбора рабочей частоты, интенсивности ионосферных неоднородностей (β,) и заданной дальности связи, который позволяет получить достоверные результаты расчета в условиях не только диффузной (β_и ≥ 10⁻²), но и нормальной ионосферы ($\beta_{\mu} = 10^{-3}...10^{-2}$). Этот результат был достигнут на основе комплексного применения двух моделей распространения ДКМволны: 1) многолучевой модели с учетом диффузности ионосферы; 2) радиофизической модели с учетом дифракции волны на мелкомасштабных неоднородностях ионосферы.

В соответствии с полученным аналитическим выражением для $F_{\kappa} = \psi(f_0, \beta_{\mu}, R)$ в [16] построены графики зависимости $F_{\kappa} = \psi(\beta_{\mu})$ интервала частотной корреляции замираний в однолучевой ДКМ-радиолинии от степени диффузности ионосферы ($\beta_{\mu} = 10^{-3}...10^{-1}$) при выборе различных рабочих частот относительно МПЧ ($f_{01} = 0.6f_m$ и $f_{02} = 0.8f_m$) и дальности связи (R = 600, 2000 и 3000 км). Анализ этих графиков позволил установить следующие закономерности:

– зависимость интервала частотной корреляции замираний в однолучевой ДКМ-радиолинии от отношения $K_0 = f_0/f_m \le 1$ рабочей частоты к МПЧ неоднозначна и определяется степенью диффузности ионосферы β_{μ} ;

– при нормальной ионосфере ($\beta_{\mu} = 10^{-3}...10^{-2}$) интервал частотной корреляции замираний связан с рабочей частотой прямо пропорциональной зависимостью $F_{\kappa} \sim f_0 = 1/K_0 f_m$, а при сильной диффузности ионосферы $\beta_{\mu} = 10^{-2}...10^{-1}$ – обратно пропорциональной $F_{\kappa} \sim 1/f_0 = 1/K_0 f_m$.

Более детальный анализ полученной в [16] зависимости интервала частотной корреляции замираний в однолучевой ДКМ-радиолинии с дальностью R = 2000 км от отношения $K_0 = f_0/f_m$ рабочей частоты к МПЧ (при $f_m = 15,1$ МГц) при средней степени диффузности ионосферы $\beta_u = 5 \cdot 10^{-2}$ показывает следующее. При выборе рабочей частоты $f_0 \approx 12,1$ МГц обеспечивается $F_{\kappa} \approx 5,3$ МГц, при понижении частоты до $\approx 9,1$ МГц интервал частотной корреляции расширяется до $\approx 6,2$ МГц, а при дальнейшем понижении частоты ≈ 6 МГц он сужается до ≈ 5 МГц.

Отсюда можно сделать вывод, что при уровне диффузности ионосферы $\beta_{\mu} = 5 \cdot 10^{-2}$ в области отношения рабочей частоты к МПЧ $K_0 \approx 0,6$ имеет место максимальное значение интервала частотной корреляции замираний в однолучевой ДКМ-радиолинии $F_{\rm K} = F_{\rm Kmax} \approx 6,2$ МГц.

Целью статьи является разработка методики определения зависимости интервала частотной корреляции F_{κ} замираний в однолучевой ДКМ-радиолинии от отношения рабочей частоты к максимально применимой, степени диффузности ионосферы β_{μ} и дальности связи (протяженности трассы) R и определения на этой основе оптимальной рабочей частоты (относительно максимально применимой) в однолучевой ДКМ-радиолинии $f_0 = f_{\text{опт}(\kappa)}$ по критерию обеспечения максимальных значений интервала частотной корреляции замираний при различной степени диффузности ионосферы β_{μ} и дальности связи R.

Решение этой задачи целесообразно разделить на три этапа.

Этап 1. Определение зависимости интервала частотной корреляции F_{κ} замираний в однолучевой ДКМ-радиолинии от отношения рабочей частоты к МПЧ при заданной степени диффузности ионо-сферы β_{μ} и дальности связи R.

Этап 2. Анализ влияния уровня диффузности ионосферы β_{μ} на изменение зависимости интервала частотной корреляции F_{κ} замираний в однолучевой ДКМ-радиолинии от отношения рабочей частоты к МПЧ.

Этап 3. Анализ влияния дальности связи *R* на изменение зависимости интервала частотной корреляции замираний в однолучевой ДКМ-радиолинии от отношения рабочей частоты к МПЧ при различных уровнях диффузности ионосферы β_{μ} .

Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2

Определение зависимости интервала частотной корреляции замираний в однолучевой ДКМ-радиолинии от отношения рабочей частоты к МПЧ

Для достижения поставленной цели необходимо, в первую очередь, представить полученную в [16] зависимость интервала частотной корреляции замираний в однолучевой декаметровой радиолинии от выбора рабочей частоты, интенсивности ионосферных неоднородностей (β_{μ}) и заданной дальности связи в таком виде, который показывает наличие максимального значения $F_{\rm kmax}$ при некотором оптимальном значении отношения рабочей частоты к МПЧ.

Выражение для оценки интервала частотной корреляции замираний в однолучевой ДКМ-радиолинии в [16] получено в виде:

$$F_{\kappa} = \frac{f_0 \sqrt{1 - \ln\left(1 - \exp\left(-\sigma_{\Phi}^2\right) + \exp\left(1 - \sigma_{\Phi}^2\right)\right)}}{\sigma_{\Phi} \sqrt{2 + d_1^2}}, \quad (1)$$

где σ_{ϕ} – СКО флуктуаций фазового фронта ДКМволны на выходе из ионосферы с мелкомасштабными неоднородностями, определяемое как:

$$\sigma_{\phi} \approx \frac{f_0 \pi \beta_{\mu} (\sqrt{\pi} L_{\Im} l_s)^{0.5}}{c K_s^2 \sec^2 \theta_0},$$
(2)

где L_3 – протяженность эквивалентного однородного пути распространения волны в неоднородной ионосфере; l_s – характерный (средний) размер неоднородностей; *с* – скорость света; K_s – поправочный коэффициент на сферичность Земли и ионосферы; θ_0 – угол падения волны на нижнюю границу ионосферы.

Входящий в (1) коэффициент d_1^2 характеризует нарастание дифракционных эффектов во фронте волны внутри ионосферы и за ней до точки приема:

$$d_1^2 = \frac{3L^2 - 3L \ L_9 + L_9^2}{6(2\pi f_0/c)^2} \cdot 32l_s^{-4},$$
(3)

где $L = L_3 + L_{\rm CB}$ – сумма L_3 и пути распространения волны в свободном пространстве $L_{\rm CB}$ от точки выхода из ионосферы до точки приема.

Величина L_3 определяется на основе предварительного расчета группового, реального и фазового путей по достаточно громоздким формулам [15] и зависит от геометрии радиолинии (угла падения волны на нижнюю границу ионосферы θ_0), заданной дальности *R* связи и типовых параметров слоя *F*2 ионосферы: высоты нижней границы h_0 , полутолщины z_m и критической частоты в точке отражения $f_{\rm Kp}$. Существенно упростить расчет L_3 и θ_0 можно, если пренебречь сферичностью ионосферы (т. е. принять $K_s \approx 1$).

Proceedings of Telecom. Universities. 2022. Vol. 8. Iss. 2

Electronics, photonics, instrumentation...

Отметим, что рабочая частота ДКМ-волны выбирается из условий:

$$f_0 = K_0 f_m = K_0 f_{\rm KP} K_s \sec \theta_0 = f_{\rm B}(h_{\rm oT}) K_s \sec \theta_0 , \quad (4)$$

где $f_{\rm kp} = \sqrt{80,8\overline{N}(h_m)}$ – критическая частота ионосферы, определяемая средней электронной концентрацией $\overline{N}(h)$ на высоте (h) с максимальной ионизацией $h = h_m$; $f_{\rm B}(h_{\rm ot}) = \sqrt{80,8\overline{N}(h_{\rm ot})}$ – частота вертикальной волны с высотой отражения $h = h_{\rm ot}$.

Согласно (4) отношение рабочей частоты к МПЧ не зависит от угла падения θ_0 волны и коэффициента сферичности K_s ионосферы:

$$K_0 = f_0/f_m = f_{\rm B}(h_{\rm oT})K_{\rm s}{\rm sec}\theta_0/f_{\rm Kp}K_{\rm s}{\rm sec}\theta_0 = f_{\rm B}(h_{\rm oT})/f_{\rm Kp} = (\overline{N}(h_{\rm oT})/\overline{N}(h_m))^{0.5} \le 1.$$

Поэтому выражение (2) для определения СКО флуктуаций фазового фронта ДКМ-волны на выходе из ионосферы можно записать в виде явной зависимости от отношения рабочей частоты к МПЧ:

$$\sigma_{\phi} \approx \frac{f_0 \pi \beta_{\mu} (\sqrt{\pi} L_{\vartheta} l_s)^{0.5}}{c K_s^2 \sec^2 \theta_0} = \frac{K_0 f_m \pi \beta_{\mu} (\sqrt{\pi} L_{\vartheta} l_s)^{0.5}}{c K_s^2 \sec^2 \theta_0}.$$
 (2a)

Для решения многих практических задач достаточная точность расчетов обеспечивается, если пренебречь поправкой на сферичность ионосферы и учитывать только сферичность Земли [17]. В этом случае можно считать $K_{\rm s} \approx 1$ и формула (4) принимает вид закона секанса:

$$f_0 = K_0 f_m \approx K_0 f_{\rm Kp} \sec \theta_0 = f_{\rm B}(h_{\rm ot}) \sec \theta_0, \qquad (5)$$

где угол падения волны на плоскую ионосферу с учетом сферичности Земли (с радиусом $R_3 =$ = 6370 км) определяется по заданной дальности Rсвязи и результатам измерений действующей высоты $h_{\rm A}(f_{\rm B})$ отражения волны с частотой $f_{\rm B}$ согласно выражению [4, 18]:

$$\sec\theta_{0} = \sqrt{1 + \mathrm{tg}^{2}\theta_{0}} \approx$$

$$\approx \sqrt{1 + \left(\frac{R}{2(h_{\mathrm{g}}(f_{\mathrm{B}}) + R^{2}/8R_{3})}\right)^{2}}.$$
(6)

Действующая высота отражения волны от ионосферы в (6) рассчитывается по известному [18, 19] выражению:

$$h_{\rm g}(f_{\rm B}) = h_0 + \frac{z_m}{2} \frac{f_{\rm B}}{f_{\rm Kp}} \ln \frac{1 + (f_{\rm B}/f_{\rm Kp})}{1 - (f_{\rm B}/f_{\rm Kp})} = = h_0 + \frac{z_m}{2} \frac{f_0}{f_m} \ln \frac{1 + (f_0/f_m)}{1 - (f_0/f_m)},$$
(7)

где $z_m = h_m - h_0$ – полутолщина ионосферы.

На основе (5–7) определяется протяженность эквивалентного пути распространения ДКМ-волны в ионосфере согласно выражению [17]:

$$L_{9} = \left(h_{d}(f_{B}) - h_{0}\right) \left(1 + \frac{f_{\kappa p}^{2}}{f_{B}^{2}} - \frac{z_{m}}{h_{d}(f_{B}) - h_{0}}\right) \times \sqrt{\sec^{2}\theta_{0} - \frac{1}{2} \left(1 + \frac{f_{\kappa p}^{2}}{f_{B}^{2}} - \frac{z_{m}}{h_{d}(f_{B}) - h_{0}}\right)}.$$
(8)

Длина пути распространения волны в свободном пространстве *L*_{св} от точки выхода из ионосферы до точки приема определяется как [15]:

$$L_{\rm CB} = \frac{R_3}{\sin\theta_0} \sin\left(\arcsin\left(\sin\theta_0\left(1+\frac{h_0}{R_3}\right)\right) - \theta_0\right).$$
(9)

Заметим, что для практических расчетов рабочей частоты (f_0) и МПЧ (f_m) с помощью ионограммы (т. е. зависимости $h_{\rm d}(f_{\rm B})$ действующей высоты отражения волны от ионосферы от частоты вертикально направленной волны $f_{\rm B}$) закон секанса (5) записывается в виде:

$$f_0(h_{\mathfrak{A}}) = \mathfrak{K}_0 f_m(h_{\mathfrak{A}}) = \mathfrak{K}_0 f_{\mathfrak{B}}^* \mathrm{sec} \theta_0^* = f_{\mathfrak{B}}(h_{\mathfrak{A}}) \mathrm{sec} \theta_0 .$$
(10)

Согласно методике А.Н. Казанцева [20] максимальное значение рабочей частоты (т. е. МПЧ) достигается при частоте вертикальной волны, которая на 10 % ниже критической $f_{\rm B} = f_{\rm B}^* = 0.9 f_{\rm Kp}$, и аналитически рассчитывается по формуле:

$$f_m(h_{\rm d}) = \left(f_{\rm B}(h_{\rm d})\sec\theta_0\right)_{\rm max} = f_{\rm B}^* \sec\theta_0^* = 0.9 f_{\rm Kp} \sec\theta_0^* \,, (11)$$

где угол падения волны с МПЧ на нижнюю границу ионосферы рассчитывается по формуле (6) при $f_{\rm B} = f_{\rm B}^* = 0.9 f_{\rm KP}$ как:

$$\sec\theta_0^* \approx \sqrt{1 + \left(R/2\left(h_{\rm g}(f_{\rm B}^*) + R^2/8R_3\right)\right)^2}.$$
 (12)

Анализ выражений (10-12) показывает, что по заданной дальности связи R и измеренному или рассчитанному значению $f_{\rm кp}$ можно определить $f_{\rm B} = f_{\rm B}^* = 0.9 f_{\rm Kp}$ и нужный угол падения ДКМ-волны на ионосферу, что позволяет рассчитать МПЧ $f_m = \psi(R, \theta_0^*)$. На этой основе можно рассчитать протяженность эквивалентного пути L_э распространения ДКМ-волны в ионосфере на МПЧ по формуле (8) при $\sec\theta_0 = \sec\theta_0^*$. Далее по аналогичной методике для более низких значений вертикально направленной волны $f_{\scriptscriptstyle\rm B} < f_{\scriptscriptstyle\rm B}^* = 0,9 f_{\scriptscriptstyle\rm KP}$ рассчитываются нужные углы падения ДКМ-волны на ионосферу, что позволяет выбрать рабочую частоту $f_0 =$ $= K_0 f_m = f_{\rm B}(h_{\rm A})$ sec $\theta_0 < f_m$ и рассчитать протяженность эквивалентного пути распространения ДКМволны в ионосфере на этой рабочей частоте $L_3 =$ $= \psi(f_0, \theta_0) = \psi(f_0, \theta_0(f_0, R)) = \psi(f_0, R).$

Более точная методика расчета протяженности эквивалентного пути распространения ДКМ-волны в ионосфере $L_3 = \psi(f_0, R)$ с учетом ее сферичности $K_s < 1$ описана в [15].

Совокупность выражений (1–12) позволяет установить зависимость интервала частотной корреляции от рабочей частоты, параметров неоднородной ионосферы и протяженности трассы.

Если пренебречь поправкой на сферичность ионосферы и учитывать только сферичность Земли, величина $K_s \approx 1$ и зависимость (2) принимает вид:

$$\sigma_{\phi} \approx \frac{f_0 \pi \beta_{\mu} \left(\sqrt{\pi}L_{\vartheta}l_s\right)^{0,5}}{\csc^2 \theta_0} = \frac{K_0 f_m \pi \beta_{\mu} \left(\sqrt{\pi}L_{\vartheta}l_s\right)^{0,5}}{\csc^2 \theta_0}, \quad (13)$$

где рабочая частота $f_0 = K_0 f_m$ определяется согласно (5); значение $\sec \theta_0$ – согласно (6), протяженность эквивалентного пути распространения ДКМволны в ионосфере L_3 – согласно (8), а МПЧ f_m – согласно (11, 12).

Следует отметить, что величина СКО флуктуаций фазового фронта ДКМ-волны σ_{ϕ} на выходе из ионосферы с мелкомасштабными неоднородностями полностью определяет параметр райсовских замираний в однолучевой ДКМ-радиолинии [14]:

$$\gamma^2 = \frac{P_p}{P_{\phi\pi}} = \left(\exp(\sigma_{\phi}^2) - 1\right)^{-1},$$
 (13)

характеризующий отношение мощности регулярной *P*_p составляющей принимаемого сигнала к мощности флуктуационной *P*_{фл} составляющей (т. е. глубину общих замираний).

Кроме того, величина σ_{ϕ} , зависящая, согласно (13), от отношения рабочей частоты к МПЧ, уровня диффузности ионосферы β_{μ} и дальности связи R через зависимости (16) и (18), в основном определяет интервал частотной корреляции замираний в однолучевой ДКМ-радиолинии, выражение для оценки которого (1) целесообразно записать в следующем виде:

$$F_{\kappa} = \frac{f_0}{\sigma_{\phi}\sqrt{2+d_1^2}} \times \sqrt{1 - \ln\left(1 - \exp(-\sigma_{\phi}^2) + \exp(1 - \sigma_{\phi}^2)\right)} =$$
(15)
= $F_{\kappa 0} \cdot \delta F_{\kappa 0}$,

где

$$F_{\kappa 0} = f_0 / \sigma_{\phi} \sqrt{2 + d_1^2}$$
 (16)

является традиционным [14, 21] выражением для интервала частотной корреляции замираний в однолучевой ДКМ-радиолинии;

И

$$\delta F_{\kappa 0} = \sqrt{1 - \ln\left(1 - \exp\left(-\sigma_{\phi}^{2}\right) + \exp\left(1 - \sigma_{\phi}^{2}\right)\right)} \le 1 \ (17)$$

является понижающим коэффициентом, величина которого прямо пропорционально зависит от $\sigma_{\rm d}$

(т. е. $\delta F_{\kappa 0} \sim \sigma_{\phi}$) и находится в интервале $0 \le \delta F_{\kappa 0} \le 1$.

Выражения (15–17) совместно с (13) позволяют установить зависимость интервала частотной корреляции замираний в однолучевой ДКМ-радиолинии от отношения рабочей частоты к МПЧ, интенсивности ионосферных неоднородностей (β_и) и дальности связи (*R*).

Целесообразность представления известного выражения (1) в виде произведения (15) обусловлена противоположной зависимостью сомножителей от величины σ_{ϕ} согласно (16) и (17). Поэтому по мере увеличения отношения рабочей частоты к МПЧ и пропорционального возрастания $\sigma_{\phi} \sim K_0 = f_0/f_m$ традиционное значение $F_{\kappa 0} \sim 1/\sigma_{\phi}$ уменьшается, а понижающий коэффициент $\delta F_{\kappa 0} \sim \sigma_{\phi}$ – возрастает (от 0 до 1). Отсюда следует, что существует такое оптимальное значение рабочей частоты и ее отношения к МПЧ, при котором произведение (15) достигает максимума.

В качестве примера определения зависимости интервала частотной корреляции замираний от выбора отношения рабочей частоты к МПЧ при слабом (т. е. нормальном) уровне диффузности ионосферы $\beta_{\rm H} = 5 \cdot 10^{-3}$ и дальности связи R = 2000 км в однолучевой ДКМ-радиолинии произведем расчет $F_{\rm K}$ для диапазона отношений $f_{\rm B}/f_{\rm Kp} = 0,2...0,9$ и $f_0/f_m = 0,3...1$ в соответствии с выражениями для $h_{\rm A}$ (7), sec θ_0 (6), sec θ_0^* (12), f_0 (10), f_m (11), L_3 (8), $\sigma_{\rm Q}$ (13), γ^2 (14), $L_{\rm CB}$ (9), d_1^2 (3), $F_{\rm KO}$ (16), $\delta F_{\rm KO}$ (17), $F_{\rm K}$ (15).

Расчет произведен при типовых параметрах слоя *F*2 ионосферы [17]: высота нижней границы $h_0 = 250$ км, полутолщина $z_m = 100$ км, критическая частота в точке отражения $f_{\rm Kp} = 7$ МГц. Характерный (средний) размер мелкомасштабных неоднородностей в расчетах принят равным $l_s = 200$ м [22, 23]. В таблице 1 приведены параметры траектории, не зависящие от диффузности ионосферы, в таблице 2 – параметры радиоканала, зависящие от нее.

ТАБЛИЦА 1. Параметры траектории при дальности 2000 км TABLE 1. Trajectory Parameters at a Range of 2000 km

$f_{\rm B}/f_{\rm Kp}$	f_0/f_m	<i>f</i> ₀ , МГц	$h_{\rm g}(f_{\rm b})$, км	$sec\theta_0$	L _э , км	L _{св} , км	d_1^2
0,2	0,3	4,44	254	3,17	16,6	1032	1,25 · 10 ⁶
0,3	0,44	6,56	259	3,13	37,6	1005	5,55 · 10 ⁵
0,4	0,57	8,57	267	3,06	67,4	968	3,11 · 105
0,5	0,69	10,4	278	2,98	107	923	2 · 105
0,6	0,8	12,1	292	2,88	157	872	1,41 · 105
0,7	0,9	13,5	311	2,76	222	814	1,08 · 105
0,8	0,96	14,5	338	2,60	308	748	8,83 · 104
0,9	1	15,0	383	2,39	437	665	8,03 · 104

По результатам таблицы 2 построены графики (рисунок 1) зависимости понижающего коэффициента (17) $\delta F_{\kappa 0}$ (штрихпунктирная линия) и интервалов частотной корреляции, рассчитанных в соответствии с выражениями (15) F_{κ} (пунктирная линия) и (16) $F_{\kappa 0}$ (сплошная линия) замираний в однолучевой ДКМ-радиолинии протяженностью R = 2000 км от выбора рабочей частоты относительно МПЧ (f_0/f_m) при малом уровне диффузности ионосферы ($\beta_{\mu} = 5 \cdot 10^{-3}$).

ТАБЛИЦА 2. Параметры радиоканала при дальности 2000 км при $\beta_{\mu}=5\cdot 10^{-3}$

TABLE 2. Radio Channel Parameters at a Range of 2000 km at $\beta_{\mu} = 5 \cdot 10^{-3}$

$f_{\scriptscriptstyle \rm B}/f_{\scriptscriptstyle \rm Kp}$	f_0/f_m	<i>f</i> ₀, МГц	σ _ф , рад	γ^2	<i>F</i> _{к0} , кΓц	$\delta F_{\kappa 0}$	<i>F</i> _к , кГц
0,2	0,3	4,44	0,06	281	66,5	0,047	3,15
0,3	0,44	6,56	0,136	53,2	64,6	0,108	6,9
0,4	0,57	8,57	0,249	15,7	61,8	0,197	12,2
0,5	0,69	10,4	0,402	5,7	58,1	0,315	18,3
0,6	0,8	12,1	0,606	2,3	53,2	0,465	24,7
0,7	0,9	13,5	0,878	0,9	46,9	0,644	30,2
0,8	0,96	14,4	1,251	0,51	39,2	0,833	32,6
0,9	1	15,0	1,826	0,04	29,1	0,97	28,2



Fig. 1. Dependence of the Fade Frequency Correlation Interval and a Reduction Factor from the f_0/f_m

Анализ таблицы 2 и рисунка 1 показывает, что интервал частотной корреляции $F_{\kappa 0}$ в соответствии с традиционным выражением (16) связан обратно пропорциональной зависимостью с величиной СКО флуктуаций фазового фронта волны на выходе из ионосферы (13), зависящей от выбора рабочей частоты f_0 и ее отношения к МПЧ (равной $f_m = 15$ МГц). Согласно рисунку 1 при увеличении отношения рабочей частоты к МПЧ с $K_0 = 0,3$ до 1 величина $F_{\kappa 0}$ монотонно понижается с 66,5 до 29,1 кГц, т. е. имеет место обратно пропорциональная зависимость $F_{\kappa 0} = (f_0/f_m)^{-1}$.

Понижающий коэффициент
 $\delta F_{\kappa 0}$, наоборот, связан с σ_{Φ} прямо пропорциональной зависимостью (17). Поэтому по мере увеличения отношения рабочей частоты к МПЧ с величины 0,3 до 1 понижающий коэффициент возрастает с 0,047 до 0,97, т.е. имеет место прямо пропорциональная зависимость. Поскольку истинное значение интервала частотной корреляции (25) определяется как произведение $F_{\kappa} = F_{\kappa 0} \cdot \delta F_{\kappa 0}$, имеет место некоторое максимальное значение $F_{\rm \kappa}=F_{\rm \kappa max}$ на рабочей частоте $f_0 = f_{\text{опт(к)}}$, которую можно назвать оптимальной по критерию обеспечения наибольшего интервала частотной корреляции замираний. Такое максимальное значение составляет $F_{\rm kmax} \approx$ \approx 32,6 кГц и будет наблюдаться на частоте $f_{\text{опт}(\kappa)} \approx$ \approx 14,4 МГц вблизи МПЧ ($f_0/f_m = f_{\text{опт(к)}}/f_m = 0,96$). При дальнейшем повышении рабочей частоты до МПЧ ($f_0/f_m = 1$) происходит сужение истинного значения интервала частотной корреляции замираний до значения $F_{\kappa} \approx 28,2 \ \kappa \Gamma$ ц.

2. Анализ влияния уровня диффузности ионосферы

Напомним, что результаты, представленные в таблице 2 и рисунке 1, соответствуют условиям невозмущенной (недиффузной) ионосферы, когда уровень диффузности мал: $\beta_{\mu} = 5 \cdot 10^{-3}$. Проанализируем при неизменных параметрах траектории (как в таблице 1) изменения параметров радиоканала и интервала частотной корреляции F_{κ} замираний от отношения f_0/f_m в условиях возрастания уровня диффузности ионосферы на порядок (т. е. до $\beta_{\mu} = 5 \cdot 10^{-2}$), представленные в таблице 3 и на рисунке 2.

ТАБЛИЦА З. Параметры радиоканала при дальности 2000 км при $\beta_{\mu}=5\cdot 10^{-2}$

TABLE 3. Radio Channel Parameters at a Range of 2000 km $at \beta_{\mu} = 5 \cdot 10^{-2}$

$f_{\rm B}/f_{\rm Kp}$	f_0/f_m	<i>f</i> ₀ , МГц	σ _ф , рад	γ^2	<i>F</i> _{к0} , кГц	$\delta F_{\kappa 0}$	<i>F</i> _к , кГц
0,2	0,3	4,44	0,596	1,531	6,65	0,458	3,04
0,3	0,44	6,56	1,364	0,429	6,46	0,874	5,64
0,37	0,53	7,95	2,11	0,11	6,28	0,99	6,21
0,4	0,57	8,57	2,486	0,046	6,18	0,998	6,17
0,5	0,69	10,4	4,02	3 10-4	5,81	1	5,81
0,6	0,8	12,1	6,06	0	5,32	1	5,32
0,7	0,9	13,5	8,776	0	4,69	1	4,69
0,8	0,97	14,5	12,513	0	3,92	1	3,92
0,9	1	15,0	18,257	0	2,91	1	2,91

Сравнительный анализ данных таблиц 3 и 2 показывает, что увеличение уровня диффузности на порядок обуславливает, согласно зависимости (13), при одинаковых рабочих частотах f_0 (и отношениях $K_0 = f_0/f_m$) увеличение на порядок СКО флуктуаций фазового фронта ДКМ-волны на выходе из ионосферы. Это вызывает сужение на порядок интервала частотной корреляции замираний в однолучевой ДКМ-радиолинии, рассчитываемого по традиционной формуле (16). Его величина, согласно таблице 3 и рисунку 2, при увеличении отношения рабочей частоты к МПЧ с 0,3 до 1 монотонно понижается с 6,65 до 2,91 кГц.



Увеличение на порядок величины σ_{Φ} за счет увеличения β_{μ} приводит к тому, что понижающий коэффициент $\delta F_{\kappa 0}$ увеличивается с 0,458 до 0,99 при возрастании отношения рабочей частоты к МПЧ с 0,3 до \approx 0,53 (превышение которого обеспечивает $\delta F_{\kappa 0} > 0,99$ и практически не вызывает понижения произведения $F_{\kappa} = F_{\kappa 0} \cdot \delta F_{\kappa 0}$). Поэтому истинное значение интервала частотной корреляции замираний (15) достигает максимального значения $F_{\kappa max} \approx 6,21$ кГц при $f_0/f_m \approx 0,53$, что соответствует (при $f_m \approx 15$ МГц) оптимальному значению рабочей частоты $f_0 = f_{ont(\kappa)} \approx 0,53 \cdot 15 \approx 8$ МГц.

При дальнейшем повышении рабочей частоты до МПЧ происходит сужение истинного значения интервала частотной корреляции замираний до значения $F_{\kappa} \approx 2,91 \, \mathrm{k\Gamma}$ ц.

Таким образом, сравнительный анализ рисунков 2 и 3 позволяет установить следующую закономерность: по мере повышения уровня диффузности ионосферы (β_{μ}) будут понижаться максимальное значение интервала частотной корреляции замираний в однолучевой ДКМ-радиолинии ($F_{\kappa} = F_{\kappa 0} \times \delta F_{\kappa 0} = F_{\kappa max}$) и значение оптимальной рабочей частоты по критерию обеспечения наибольшего интервала частотной корреляции замираний.

3. Анализ влияния дальности связи

Указанная выше закономерность прослеживается и для дальностей ДКМ-связи другой протяженности (1500 и 3000), отличной от *R* = 2000 км. Аналогичные проведенным выше расчеты выполнены для ДКМ-радиолинии с дальностью связи R = 1500, 2000 и 3000 км при различных уровнях диффузности ионосферы ($\beta_{\rm H} = 10^{-3}$, $5 \cdot 10^{-3}$, 10^{-2} , $5 \cdot 10^{-2}$). Графики зависимостей $F_{\rm K} = \psi(f_0/f_m)$ приведены на рисунке 3.

Анализ графиков (см. рисунок 3) показывает наличие оптимальных значений рабочих частот (по критерию обеспечения наибольшего интервала частотной корреляции замираний) для ДКМрадиолиний с различной дальностью связи. Для этих радиолиний согласно (10-12) рассчитаны следующие значения МПЧ: $f_{m1} \approx 12$,7 МГц; $f_{m2} \approx$ pprox 15 МГц; $f_{m3} pprox$ 18 МГц. Согласно рисунку 3 дальность ДКМ-связи не оказывает существенного влияния на величину отношения $f_0/f_m = f_{\text{опт(к)}}/f_m$. Так, например, при $\beta_{\mu} = 5 \cdot 10^{-3}$ (см. рисунок 3b) максимальные значения интервалов частотной корреляции замираний будут наблюдаться при отношении $f_{\text{опт(к)}}/f_m \approx 0,96$, что соответствует рабочим частотам $f_{\text{опт}(\kappa)} \approx 0,96 f_{m1} \approx 12,2$ МГц при R = 1500 км, $f_{\text{опт(к)}} \approx 0.96 f_{m2} \approx 14.4$ МГц при R = 2000 км и $f_{\text{опт(к)}} \approx 0.96 f_{m3} \approx 17.3$ МГц при R = 3000 км.

При увеличении уровня диффузности (см. рисунки 3с и 3d) оптимальные отношения $f_{\text{опт(к)}}/f_m$ сдвигаются в сторону меньших значений. При $\beta_{\mu} =$ = 5 × 10⁻² (см. рисунок 3d) максимальные значения интервалов частотной корреляции замираний будут иметь место при $f_{\text{опт(к)}}/f_m \approx 0,53$, что соответствует рабочим частотам $f_{\text{опт(к)}} \approx 0,53f_{m1} \approx$ $\approx 6,7$ МГц при R = 1500 км, $f_{\text{опт(к)}} \approx 8$ МГц при R == 2000 км и $f_{\text{опт(к)}} \approx 9,5$ МГц при R = 3000 км.

Анализ рисунка 3 показывает, что увеличение дальности ДКМ-связи приводит к расширению интервалов частотной корреляции замираний, что не противоречит известным ранее и полученным экспериментально данным [10]. При этом, наибольшая разница между абсолютными значениями интервалов частотной корреляции наблюдается вблизи оптимальной рабочей частоты $f_{\text{опт}(\kappa)}$ по критерию обеспечения наибольшего интервала частотной корреляции.

Заключение

Разработана методика определения зависимости интервала частотной корреляции замираний в однолучевой ДКМ-радиолинии от отношения рабочей частоты к максимально применимой (МПЧ), степени диффузности ионосферы и дальности связи. На этой основе установлены оптимальные значения отношения рабочей частоты к МПЧ по критерию обеспечения максимальных значений интервала частотной корреляции замираний при различной диффузности ионосферы и дальности связи.



Рис. 3. Зависимость интервалов частотной корреляции замираний при различной дальности связи (R = 1500, 2000 и 3000 км) и различных уровнях диффузности: а) $\beta_{\mu} = 10^{-3}$, b) $\beta_{\mu} = 5 \cdot 10^{-3}$, c) $\beta_{\mu} = 10^{-2}$, d) $\beta_{\mu} = 5 \cdot 10^{-2}$ Fig. 3. Dependence of the Fade Frequency Correlation Interval from the f_0/f_m Ratio at Different Communication Distances (R = 1500, 2000 and 3000 km) and Different Diffuseness Levels: a) $\beta_{\mu} = 10^{-3}$, b) $\beta_{\mu} = 5 \cdot 10^{-3}$, c) $\beta_{\mu} = 10^{-2}$, d) $\beta_{\mu} = 5 \cdot 10^{-2}$

Искомая зависимость получена в виде произведения традиционного интервала частотной корреляции замираний в однолучевой ДКМ радиолинии на понижающий коэффициент, величина которого находится в интервале от 0 до 1 и прямо пропорционально зависит от СКО флуктуаций фазового фронта ДКМ волны на выходе из ионосферы с мелкомасштабными неоднородностями. Последняя зависит от отношения рабочей частоты к МПЧ, уровня диффузности ионосферы и дальности связи. Обосновано, что по мере увеличения отношения рабочей частоты к МПЧ значение традиционно рассчитанного интервала частотной корреляции замираний уменьшается, а понижающего коэффициента – возрастает от 0 до 1. Поэтому существует оптимальное отношение рабочей частоты к МПЧ, при котором интервал частотной корреляции замираний в однолучевой ДКМ радиолинии достигает максимума. Установлено, что увеличение уровня диффузности ионосферы приводит к уменьшению максимального значения интервала частотной корреляции, а увеличение дальности ДКМ связи приводит к расширению интервалов частотной корреляции замираний.

На базе полученных результатов планируется провести оценку помехоустойчивости приема сигналов при различных значениях интервалов частотной корреляции.

Список источников

1. Ступницкий М.М., Лучин Д.В. Потенциал КВ-радиосвязи – для создания цифровой экосистемы России // Электросвязь. 2018. № 5. С. 49–54.

2. Головин О.В., Простов С.П. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи. М.: Горячая линия – Телеком, 2006. 598 с.

3. Хмельницкий Е.А. Оценка реальной помехозащищенности приема сигналов в КВ диапазоне. М.: Связь, 1975. 232 с.

4. Черенкова Е.Л., Чернышов О.В. Распространение радиоволн. М.: Радио и связь, 1984. 272 с.

5. Стейн С., Джонс Дж. Принципы современной теории связи и их применение к передаче дискретных сообщений. Пер. с англ. М.: Связь, 1971. 376 с.

6. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Сов. радио, 1970. 728с.

7. Фабрицио Д.А. Высокочастотный загоризонтный радар: основополагающие принципы, обработка сигналов и практическое применение. М: ТЕХНОСФЕРА, 2018. 936 с.

8. Немировский А.С. Борьба с замираниями при передаче аналоговых сигналов. М.: Радио и связь, 1984. 208 с.

9. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М.: Радио и связь, 1982. 304 с.

10. Кириллов Н.Е. Помехоустойчивая передача сообщений по линейным каналам со случайно изменяющимися параметрами. М.: Сов. радио, 1971. 256 с.

11. Чернов Ю.А. Специальные вопросы распространения радиоволн в сетях связи и радиовещания. М.: ТЕХНОСФЕРА, 2018. 688 с.

12. Пукса Д.О., Романов Ю.В. Результаты трассовых испытаний адаптивной пакетной КВ-радиолинии высокоскоростной передачи данных файлового типа на базе радиомодема с полосой сигнала до 40 кГц // Техника радиосвязи. 2015. № 4(27). С. 14–20.

13. Пашинцев В.П., Омельчук А.В., Коваль С.А., Галушко Ю.И. Метод определения величины интенсивности неоднородностей по данным ионосферного зондирования // Двойные технологии. 2009. № 1(46). С. 38–42.

14. Пашинцев В.П., Колосов Л.В., Тишкин С.А., Антонов В.В. Применение теории фазового экрана для разработки модели односкачкового декаметрового канала связи // Радиотехника и электроника. 1996. Т. 41. № 1. С. 21–26.

15. Пашинцев В.П., Скорик А.Д., Коваль С.А., Алексеев Д.В., Сенокосов М.А. Алгоритм расчета интервала частотной корреляции коротковолновой радиолинии с учетом сферичности и мелкомасштабных неоднородностей ионосферы // Системы управления, связи и безопасности. 2020. № 2. С. 49–72. DOI:10.24411/2410-9916-2020-10203

16. Коваль С.А., Пашинцев В.П., Копытов В.В., Манаенко С.С., Белоконь Д.А. Метод определения интервала частотной корреляции замираний в однолучевой декаметровой радиолинии // Системы управления, связи и безопасности. 2022. № 1. С. 67–103. DOI:10.24412/2410-9916-2022-1-67-103

17. Пашинцев В.П., Тишкин С.А., Иванников А.И., Боровлев И.И. Расчет параметра глубины замираний в однолучевой декаметровой радиолинии // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. 2001. Т. 44. № 12. С. 57–65.

18. Девис К. Радиоволны в ионосфере. Пер. с англ. М.: Мир, 1973. 502 с.

19. Калинин А.И., Черенкова Л.Е. Распространение радиоволн и работа радиолиний. М.: Связь, 1971. 439 с.

20. Красюк Н.П., Дымович Н.Д. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Высшая школа, 1974. 576 с.

21. Yeh K.H., Liu C.H. Radio wave scintillations in the ionosphere // Proceedings of the IEEE. 1982. Vol. 70. Iss. 4. PP. 324–360. DOI:10.1109/PROC.1982.12313

22. Колосов М.А., Арманд Н.А., Яковлев О.И. Распространение радиоволн при космической связи. М.: Связь, 1969. 155 с.

23. Котова Д.С., Захаренкова И.Е., Клименко М.В., Оводенко В.Б., Тютин И.В., Чугунин Д.В. и др. Формирование ионосферных неоднородностей в Восточно-Сибирском регионе во время геомагнитной бури 27–28 мая 2017 года // Химическая физика. 2020. Т. 39. № 4. С. 80–92. DOI:10.31857/S0207401X20040093

References

1. Stupnitskiy M.M., Luchin D.V. The potential of HF radio communication – to create a digital ecosystem in Russia. *Electrosvyaz.* 2018;5:49–54. (in Russ.)

2. Golovin O.V., Prostov S.P. *Shortwave Radio Communication Systems and Devices*. Moscow: Hotline – Telecom Publ.; 2006. 598 p. (in Russ.)

3. Khmelnitskiy E.A. *Evaluation of the Real Noise Immunity of Signal Reception in the HF Band*. Moscow: Sviaz Publ.; 1975. 232 p. (in Russ.)

4. Cherenkova E.L., Chernyshov O.V. Propagation of Radio Waves. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 1984. 272 p. (in Russ.)

5. Stein S., Jones J. Modern Communication Principles. McGraw-Hill Telecommunications. 1967. 382 p.

6. Fink L. M. Discrete Message Transmission Theory. Moscow: Sovetskoe radio Publ.; 1970. 728 p. (in Russ.)

7. Fabrizio G. A. *High frequency over the horizon radar: Fundamental principles, signal processing, and practical application.* New York: McGraw-Hill Publ.; 2013. 944 p.

8. Nemirovskiy A.S. *Dealing with Fading in Analog Transmission*. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 1984. 208 p. (in Russ.)

9. Klovskiy D.D. Transmission of Discrete Messages over Radio Channels. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 1982. 304 p. (in Russ.)

10. Kirillov N.E. *Noise-Immune Message Transmission over Linear Channels with Randomly Changing Parameters*. Moscow: Radio i sviaz Publ.; 1971. 256 p. (in Russ.)

11. Chernov Yu.A. *Special Questions of Propagation of Radio Waves in Communication and Broadcasting Networks*. Moscow: TEKHNOSFERA Publ.; 2018. 688 p. (in Russ.)

12. Puksa D.O., Romanov Yu.V. The Results of the Route Tests of Adaptive Hf Radio Link for Fast File Data Transmission on the Basis of a Wireless Modem with Signal Band to 40 khz. *Radio Communication Technology*. 2015;4(27):14–20. (in Russ.)

 Pashintsev V.P., Omel'chuk A.V., Koval' S.A., Galushko Yu.I. Method of irregularity intensity value determination according to ionosphere sounding. *Dvoinye tekhnologii*. 2009;1(46):38–42. (in Russ.)

14. Pashintsev V.P., Kolosov L.V., Tishkin S.A., Antonov V.V. Application of the Phase-Screen Theory for Developing a Model of a One-Hop Decameter Communication Link. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 1996;41(1):16–21. (in Russ.)

Proceedings of Telecom. Universities. 2022. Vol. 8. Iss. 2

15. Pashintsev V.P., Skorik A.D., Koval S.A., Alekseev D.V., Senokosov M.A. Algorithm of calculation of an interval of frequency correlation of the short-wave radio line taking into account sphericity and small-scale not uniformity of an ionosphere. *Systems of Control, Communication and Security.* 2020;2:49–72 (in Russ.) DOI:10.24411/2410-9916-2020-10203

16. Koval S.A., Pashintsev V.P., Kopytov V.V., Manaenko S.S., Belokon D.A. Method for determining the fading frequency correlation interval in a single-beam decameter radio link. *Systems of Control, Communication and Security*. 2022;1:67–103 (in Russ.) DOI:10.24412/2410-9916-2022-1-67-103

17. Pashintsev V.P., Tishkin S.A., Ivannikov A.I., Borovlev I.I. Calculating the Fading Depth Parameter in Single-Beam Decameter Radio Link. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2001.44(12):57–65.

18. Davies K. Ionospheric radio waves. Blaisdell Publishing Co., 1969. 477 p.

19. Kalinin A.I., Cherenkova L.E. *Distribution of Radio Waves and Work of Radio Lines*. Moscow: Sviaz Publ.; 1971. 439 p. (in Russ.)

20. Krasyuk N.P., Dymovich N.D. *Electrodynamics and Propagation of Radio Waves*. Moscow: Vysshaia shkola Publ.; 1974. 576 p. (in Russ.)

21. Yeh K.H., Liu C.H. Radio wave scintillations in the ionosphere. *Proceedings of the IEEE*. 1982;70(4):324–360. DOI:10.1109/PROC.1982.12313

22. Kolosov M.A., Armand N.A., Yakovlev O.I. Propagation of Radio Waves in Space Communications. Moscow: Sviaz Publ.; 1969. 155 p. (in Russ.)

23. Kotova D.S., Zakharenkova I.E., Klimenko M.V., Ovodenko V.B., Tyutin I.V., Chugunin D.V., et al. Formation of Ionospheric Irregularities in the East Siberian Region During the Geomagnetic Storm on May 27–28, 2017. *Russian Journal of Physical Chemistry B: Focus on Physics*. 2020;14(2): 377–389. DOI:10.1134/S1990793120020232

Статья поступила в редакцию 18.04.2022; одобрена после рецензирования 06.06.2022; принята к публикации 22.06.2022.

The article was submitted 18.04.2022; approved after reviewing 06.06.2022; accepted for publication 22.06.2022.

Информация об авторах:

КОВАЛЬ Станислав Андреевич	кандидат технических наук, докторант Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Будённого bhttps://orcid.org/0000-0003-1769-6991
ПАШИНЦЕВ Владимир Петрович	доктор технических наук, профессор, Заслуженный работник высшей школы РФ, профессор кафедры «Информационная безопасность автома- тизированных систем» Северо-Кавказского федерального университета bhttps://orcid.org/0000-0002-6775-7740
СКОРИК Александр Дмитриевич	заместитель генерального директора Российского института мощного радиостроения © https://orcid.org/0000-0003-3654-5646
САЛЬНИКОВ Денис Владимирович	кандидат технических наук, доцент кафедры «Военных систем космиче- ской, радиорелейной, тропосферной связи и навигации» Военной акаде- мии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Будённого https://orcid.org/0000-0001-7420-8873
МИХАЙЛОВ Дмитрий Александрович	лаборант кафедры «Инфокоммуникации» Северо-Кавказского федераль- ного университета bhttps://orcid.org/0000-0003-1363-9703

47

Научная статья УДК 621.396.969 DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-48-63

(CC) BY 4.0

Модель технологии сетевого позиционирования метровой точности 5G NR. Часть 1. Конфигурация сигналов PRS

Бригорий Алексеевич Фокин, grihafokin@gmail.com

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

Аннотация: Эволюция сетей подвижной связи (СПС) 1G-4G показала, что сетевое позиционирование традиционно рассматривалось как одна из дополнительных возможностей в процессе стандартизации, построения и эксплуатации сетей, которая была востребована тогда, когда сигналы глобальных навигационных спутниковых систем оказывались недоступны; определение местоположения устройств в СПС осуществлялось преимущественно в интересах экстренных служб и обеспечения правопорядка. Однако развитая инфраструктура СПС открывала широкие возможности для определения местоположения, поэтому в процессе эволюции, начиная с аналоговых СПС 1G, совершенствовались и методы позиционирования. Цифровые СПС 2G GSM способствовали развитию сетевого позиционирования с точностью до десятков-сотен метров по требованию регулятора. Глобализация СПС связана с образованием партнерского проекта ЗGPP для стандартизации сетей 3G UMTS. С поколения 3G в процессе стандартизации СПС в спецификациях 3GPP стали предъявляться требования к сетевому определению местоположения. Данная тенденция получила продолжение в СПС 4G LTE и дальнейшее развитие в сетях 5G. Для сетей 5G в последних спецификациях ЗGPP, в отличие от СПС предыдущих поколений, впервые формализованы требования к точности позиционирования до одного метра. При этом, помимо традиционных для 2G-4G случаев экстренного вызова, представлены сценарии позиционирования в сетях связи общего пользования, как для абонентов, так и для устройств: услуги на основе позиционирования LBS, позиционирование в промышленности и здравоохранении, при управлении дорожным движением, для железнодорожных и морских грузоперевозок, а также позиционирование с использованием беспилотных летательных аппаратов. Для решения амбициозной задачи позиционирования с точностью до одного метра, что примерно на порядок меньше, чем в СПС предыдущих поколений, в сетях 5G на уровне радиоинтерфейса используются специальные опорные сигналы позиционирования PRS (Positioning Reference Signals), впервые предложенные в СПС 4G LTE. Новый радиоинтерфейс 5G NR, в отличие от СПС предыдущих поколений 4G LTE, допускает использование на порядок более широких полос частот в диапазоне миллиметровых волн, что позволяет достигнуть метровой точности позиционирования. С точки зрения сбора и обработки первичных измерений точность позиционирования определяется, в первую очередь, используемыми сигналами. Обращение к встроенным функциям пакета расширения 5G Toolbox специального программного обеспечения Matlab позволяет визуализировать процедуры конфигурации сигналов PRS в частотно-временном домене радиоинтерфейса 5G NR. В первой части исследования, посвященного моделированию технологии сетевого позиционирования 5G NR, формализуются процедуры конфигурации сигналов PRS, используемые для сбора первичных измерений. Имитационное моделирование процедур вторичной обработки первичных измерений с результирующей оценкой координат устройств 5G NR является предметом исследования второй части. Результатом настоящей работы является обоснование проблемы достижения метровой точности позиционирования устройств в сетях пятого и последующих поколений, а также постановка задачи на вторичную обработку первичных измерений по сконфигурированным сигналам PRS.

Ключевые слова: 5G NR, PRS, Matlab, позиционирование, метровая точность

Источник финансирования: работа подготовлена при финансовой поддержке Российского научного фонда по гранту № 22-29-00528.

Ссылка для цитирования: Фокин Г.А. Модель технологии сетевого позиционирования метровой точности 5G NR. Часть 1. Конфигурация сигналов PRS // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2. С. 48–63. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-48-63

Simulation Model of 5G NR Network Positioning Technology with Meter Accuracy. Part 1. PRS Signals Configuration

Grigoriy Fokin, grihafokin@gmail.com

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

Abstract: The evolution of 1G-4G mobile communication networks (MCNs) has shown that network positioning has traditionally been considered as one of the additional features in the process of standardization, construction, and operation of networks, which was in demand when the signals of global navigation satellite systems were unavailable. MCNs were used to determine location mainly in the interests of emergency services and law enforcement. However, the developed MCN infrastructure opened up wide opportunities for determining the location of devices. Therefore, in the process of evolution, starting with analog 1G MCNs, positioning methods were also improved. Digital 2G GSM MCNs contributed to the development of network positioning with an accuracy of tens or hundreds of meters at the request of the regulator. The globalization of MCNs is associated with the 3rd Generation Partnership Project (3GPP) for the standardization of 3G universal mobile telecommunications systems. Since the 3G generation, in the process of MCN standardization, the 3GPP specifications began to impose requirements for network location determination. This trend was continued in 4G LTE MCNs and further developed in 5G networks. For 5G networks, in the latest 3GPP specifications, in contrast to MCNs of previous generations, the requirements for positioning accuracy up to one meter are formalized for the first time. At the same time, in addition to the traditional 2G-4G cases of emergency calls, positioning scenarios are presented in public communication networks, both for subscribers and devices: location-based service, positioning in industry and healthcare, traffic control, rail and sea transportation, as well as positioning using unmanned aerial vehicles. To solve the ambitious task of positioning with an accuracy of up to one meter, which is approximately an order of magnitude less than in previous MCN generations, 5G networks at the radio interface level use special positioning reference signals (PRS), first proposed in 4G LTE MCNs. The new 5G NR radio interface, unlike the 4G LTE MCNs of previous generations, allows the use of an order of magnitude wider frequency bands in the millimeter-wave range (mmWave), which allows achieving meter positioning accuracy. From the point of view of collecting and processing primary measurements, the positioning accuracy is determined, first of all, by the signals used. Using the built-in functions of the 5G Toolbox extension package of the special Matlab software allows visualizing the PRS signal configuration procedures in the time-frequency domain of the 5G NR radio interface. The first part of the study considers 5G NR network positioning technology modeling and formalizes the PRS signal configuration procedures used to collect primary measurements. Simulation modeling of procedures for secondary processing of primary measurements with the resulting estimate of the coordinates of 5G NR devices is the subject of research in the second part. The result of this work is the substantiation of the problem of achieving meter accuracy of device positioning in networks of the fifth and subsequent generations, as well as setting the task of the secondary processing of primary measurements using configured PRS signals.

Keywords: 5G NR, PRS, Matlab, positioning, meter accuracy

Funding: the work was supported by the Russian Science Foundation, grant No. 22-29-00528.

For citation: Fokin G. Simulation Model of 5G NR PRS Network Positioning Technology with Meter Accuracy. Part 1. PRS Signals Configuration. *Proc. of Telecom. Universities.* 2022;8(2):48–63. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-48-63

1. Введение

В 2021 г. в зарубежном издании IEEE Communications Magazine было опубликовано достаточно большое число работ, посвященных технологиям позиционирования в сетях пятого 5G NR (*аббр. от англ.* New Radio) и последующих B5G (Beyond 5G) поколений [1–7]. В работе [1] показано, что переход в диапазон миллиметровых волн (MMB, mmWave) вместе с кратным увеличением ширины полосы и технологиями формирования узконаправленных лучей открывают новые возможности достижения метровой точности при определении местоположения (ОМП) пользовательских устройств (UE, *аббр. от англ.* User Equipment). В работе [2] систематизирована архитектура сетевого позиционирования 5G, а также соответствующие процедуры, сигналы и измерения; результаты имитационного моделирования показывают достижение точности до нескольких метров в сценариях снаружи помещений и до 1 м в сценариях внутри помещений. В работе [3] предложена архитектура сервисов аналитики на основе местоположения, которая является составной частью экосистемы 5G и может использоваться как для повышения показателей функционирования сети связи, так и для предоставления услуг геолокации третьим сторонам. Широкое распространение услуг позиционирования в сетях пятого и последующих поколений актуализируют, в том числе и вопросы обеспечения их безопасности, которые рассмотрены в [4]; в работе формализованы угрозы спуфинга и фальсификации данных о местоположении пользовательских устройств, а также представлен SDR-демонстратор выявления угроз с использованием технологии программноконфигурируемого радио (SDR, аббр. от англ. Software Defined Radio). Использование технологий сетевого позиционирования 5G для обеспечения безопасности дорожного движения исследуется в [5], в частности, показана разрешающая способность дальномерных первичных измерений до нескольких сантиметров при работе в диапазоне ММВ. Обзор путей использования данных о местоположении устройств сетей пятого и последующих поколений в сценариях 3GPP (аббр. от англ. 3rd Generation Partnership Project) для микросот снаружи и внутри помещений представлен в [6]; в частности, средствами имитационного моделирования получена точность ОМП в единицы метров при использовании специальных опорных сигналов позиционирования (PRS, аббр. от англ. Positioning Reference Signals) с полосой 100 МГц в диапазоне FR2 (аббр. от англ. Frequency Range 2) от 24 ГГц. Позиционирование при экстренном вызове в труднодоступных местах с использованием беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), функционирующих в составе воздушного сегмента сетей 5G, проанализировано в [7]; также в работе установлено, что увеличение разноса поднесущих при использовании сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием OFDM (аббр. от англ. Orthogonal Frequency Division Multiplexing) c 30 до 120 кГц в диапазоне FR1 (до 6 ГГц) приводит к уменьшению ошибок первичных дальномерных измерений. Данный вывод подтверждается результатами имитационного моделирования и в работе [8], где, помимо прочего, сделаны следующие важные выводы. Во-первых, наилучшая точность позиционирования достигается при работе в диапазоне FR2 с использованием наибольшего разноса поднесущих $\Delta f = 240$ кГц. Согласно нумерологии радиоинтерфейса сети 5G-NR, чем выше Δf , тем больше слотов передается за отдельный период времени, что, в свою очередь, приводит к большему числу символов PRS за этот интервал времени. С точки зрения первичных дальномерных измерений, данное обстоятельство приводит к увеличению выигрыша от корреляционной обработки на приеме и, следовательно, более точной оценке задержки при распространении радиоволн (PPB), т. е. более точным дальномерным измерениям. Во-вторых, при использовании MMB в диапазоне FR2 с разносом поднесущих Δf от 60 до 240 кГц достигается точность позиционирования менее 1 м, а при использовании дециметровых волн в диапазоне FR1 с разносом поднесущих Δf от 15 до 60 кГц достигаемая точность оказывается в пределах от 1 до 6 м. Метровая и даже дециметровая точность при определенных условиях может быть достигнута с использованием глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС).

Современные ГНСС, включая отечественную ГЛОНАСС, американскую GPS (аббр. от англ. Global Positioning System), европейскую Galileo и китайскую BeiDou обеспечивают достаточно высокую точность ОМП пользовательских устройств в условиях наличия прямой видимости LOS (аббр. от англ. Line of Sight) между спутником и UE [9]. Интерес к технологиям наземного сетевого позиционирования обусловлен тем обстоятельством, что системы ГНСС не обеспечивают требуемой точности позиционирования в условиях отсутствия прямой видимости NLOS (аббр. от англ. Non Line Of Sight) между пользовательским устройством и спутником, например, в сценариях плотной городской застройки (рисунок 1).



Рис. 1. Отсутствие прямой видимости ГНСС в городской застройке

Fig. 1. GNSS Non-Line-of-Sight GNSS in Urban Areas

В таких сценариях задача позиционирования может быть решена средствами инфраструктуры территориально распределенных стационарных базовых станций с известными координатами eNodeB (eNB) и gNB (gNnodeB) сетей LTE и NR соответственно [10, 11].

Анализ эволюции технологий сетевого позиционирования в [12, 13] показал, что в процессе стандартизации, построения и эксплуатации сетей по-

Electronics, photonics, instrumentation...

движной радиосвязи возможности ОМП UE с использованием инфраструктуры сетей радиодоступа (СРД) из дополнительных сервисов трансформировались в одну из основных услуг, точность которой увеличивалась с каждым новым поколением. Обзор эволюции процедур сетевого позиционирования в [14, 15] показал, что уплотнение территориального распределения стационарных базовых станций и подвижных пользовательских устройств приводят к необходимости поиска механизмов настраиваемого шаблона радиоресурсов, выделенных для сбора первичных измерений с целью снижения внутрисистемных помех при их повторном использовании. Исследование способов учета данных о местоположении пользовательских устройств, функционирующих в составе экосистемы 5G, представленное в [16, 17], показало, что они способствуют реализации новых механизмов установления и ведения радиосвязи на основе позиционирования. В зарубежной литературе данный подход получил название LAC (аббр. от англ. Location-Aware Communication). Примером использования LAC является совместное использование спектра первичными и вторичными источниками радиоизлучения (ИРИ) за счет их предварительного позиционирования для исключения помех при пространственном уплотнении одновременных передач ИРИ. Актуальным направлением для пространственного уплотнения SDMA (аббр. от англ. Space-Division Multiple Access) в сверхплотных сетях (UDN, аббр. от англ. Ultra Dense Network) при переходе в диапазон ММВ с миниатюризацией многоантенных систем (mMIMO, аббр. от англ. massive MIMO) также является диаграммообразование на основе местоположения LAB (аббр. от англ. Location-Aware Beamforming).

Таким образом, в сетях пятого и последующих поколений позиционирование становится уже не только одним из новых сервисов, но также и средством достижения качественно нового уровня функционирования сети за счет данных о текущем местоположении подвижных устройств, в том числе с использованием режима непосредственной связи друг с другом D2D (*аббр. от англ.* Device-to-Device) и искусственного интеллекта [18, 19].

На сегодняшний день вопросам технологий наземного сетевого позиционирования посвящено достаточное число фундаментальных работ отечественных [20–22] и зарубежных [23–25] авторов, суть которых сводится к поиску технических решений по достижению требуемой точности ОМП в сценариях, где существующие технологии не обеспечивают требуемой точности: например, внутри помещений, при отсутствии прямой видимости, в условиях плотной застройки, с использованием БПЛА и др.

Широкомасштабная работа по стандартизации технологий наземного сетевого позиционирования 5G NR проводится международным консорциумом ЗGPP. Архитектура, процедуры, протоколы, сигналы, измерения и сценарии сетевого позиционирования регламентированы в спецификациях и рекомендациях 3GPP [26-31]. TS 38.211 [26] описывает физические каналы и сигналы стандарта 5G NR, в том числе структуру опорных сигналов позиционирования PRS. TS 38.215 [27] определяет измерения на физическом уровне стандарта 5G NR, в том числе разность времен прихода опорных сигналов (RSTD, аббр. от англ. Reference Signal Time Difference). Данный параметр используется как первичное измерение разностно-дальномерного метода в сетях LTE и NR. TR 22.872 [28] систематизирует количественные требования к сценариям сетевого позиционирования снаружи и внутри помещений. TR 38.855 [29] содержит параметры для моделирования и оценки показателей функционирования технологий сетевого позиционирования 5G NR в различных сценариях. TS 38.305 [30] специфицирует архитектуру и процедуры ОМП пользовательского устройства в сети радиодоступа NG-RAN (аббр. от англ. Next Generation Radio Access Network). TS 38.455 [31] регламентирует процедуры сигнализации в плоскости управления (СР, аббр. от англ. Control Plane) между узлом NG-RAN и функциональным модулем определения местоположения LMF (аббр. от англ. Location Management Function), в том числе процедуры сигнализации протокола позиционирования NRPPa (аббр. от англ. NR Positioning Protocol A).

Согласно TR 22.872 [28] и формализованным сценариям [10, 11], различают следующие приложения ОМП устройств в сетях 5G NR:

a) услуги на основе позиционирования LBS (аббр. om англ. Location-Based Service), например, ОМП для велопроката и геотаргетинг – показ рекламы, основывающийся на текущем географическом местоположении пользователя;

б) позиционирование в промышленности, например, приложениях индустрии 4.0, в том числе при управлении отходами;

в) позиционирование в приложениях электронного здравоохранения eHealth, например, ОМП медицинского оборудования и персонала внутри и за пределами медицинских учреждений;

г) позиционирование в случаях экстренного вызова и в критически важных ситуациях;

д) позиционирование транспортных средств при управлении дорожным движением и взимании платы за проезд;

e) позиционирование для железнодорожных и морских грузоперевозок, например, отслеживание грузоперевозок;

ж) позиционирование в приложениях с использованием БПЛА.

Основной технологией сетевого позиционирования 5G NR является разностно-дальномерный метод, называемый в зарубежных источниках наблюдаемой разностью времен прихода сигналов (ОТDOA, аббр. от англ. Observed Time Difference of Arrival). Данный метод был стандартизирован для сетей LTE и основан на использовании специальных опорных сигналов позиционирования PRS [32]. Первичными измерениями в методе ОТДОА являются параметры RSTD, собираемые UE по синхронно излучаемым базовыми станциями eNB сигналам PRS [33]. Потенциальная точность позиционирования с использованием специальных опорных сигналов позиционирования PRS в сетях LTE зависит от совокупности факторов, среди которых геометрический фактор снижения точности (GDOP, аббр. от англ. Geometric Dilution of Precision), определяемый топологией стационарных опорных базовых станций eNB [34], а также свойства самих сигналов PRS [35].

Результаты имитационного моделирования с использованием пакета расширения LTE Toolbox [36] и примера специального программного обеспечения (СПО) Matlab [37] показывают, что достижимая в сетях LTE точность позиционирования пользовательских устройств находится в пределах десятков метров. По сравнению с технологией ОТДОА в LTE, радиоинтерфейс 5G NR, сохраняя механизм выделения специальных опорных сигналов позиционирования PRS, позволяет использовать для их передачи гораздо более широкие полосы частот, что потенциально повышает точность позиционирования устройств до единиц метров. Если в LTE максимальная ширина полосы частот равна 20 МГц, то в 5G NR она достигает 100 МГц в диапазоне FR1 и 400 МГц в диапазоне FR2.

Целью первой части исследования, посвященного моделированию технологии сетевого позиционирования метровой точности 5G NR, является формализация процедур конфигурации опорных сигналов PRS, используемых для сбора первичных измерений в разностно-дальномерном методе OTDOA. В результате проведенного анализа и визуализации процедур конфигурации сигналов PRS выполняется постановка задачи на вторичную обработку первичных измерений по сконфигурированным сигналам PRS, которая является предметом второй части данного исследования.

Материал настоящей работы организован следующим образом. В разделе 2 формализован механизм конфигурации сигналов PRS стандарта 5G NR с использованием вспомогательных команд пакета расширения 5G Toolbox [38] и примера [39] СПО Matlab. В разделе 3 представлена постановка задачи на имитационное моделирование вторичной обработки первичных измерений по сконфигурированным сигналам PRS. Раздел 4 содержит выводы и направления дальнейших исследований.

2. Конфигурация сигналов позиционирования PRS стандарта 5G NR

2.1. Постановка задачи

Для позиционирования UE в сетях 5G NR могут использоваться опорные сигналы, излучаемые базовыми станциями gNB в канале «вниз» DL (DownLink). Сбор и обработка первичных измерений осуществляется пользовательским устройством. Опорные сигналы с информацией о состоянии канала (CSI-RS, *аббр. от англ.* Channel State Information Reference Signals), а также сигналы первичной (PSS, *аббр. от англ.* Channel State Information Reference Signals), а также сигналы первичной (PSS, *аббр. от англ.* Secondary Synchronization Signal) синхронизации не подходят для сбора первичных измерений при позиционировании UE, так имеют следующие ограничения.

Во-первых, по опорным сигналам CSI-RS, PSS, SSS невозможно надежно осуществить одновременный параллельный прием достаточного числа сигналов от нескольких базовых станций gNB вследствие снижения отношения сигнал/(шум+помехи) (SINR, аббр. от англ. Signal to Interference & Noise Ratio). Опорные сигналы, излучаемые gNB соседних сот, вследствие наложения друг на друга в частотновременном домене, являются источниками внутристемных помех по основному каналу приема и приводят к снижению требуемого SINR. В результате внутрисистемных помех пользовательское устройство сможет принять только опорные сигналы от близкорасположенных базовых станций gNB, в то время как сигналы от удаленных gNB будет подавлены в результате снижения SINR. Данное явление в зарубежных источниках применительно к опорным сигналам называют «потерей слышимости» (от англ. Loss in Hearability).

Во-вторых, опорные сигналы CSI-RS, PSS, SSS обладают достаточно слабыми корреляционными свойствами вследствие низкой плотности занимаемых ими ресурсных элементов (RE, *аббр. от англ.* Resource Elements) в частотно-временной ресурсной сетке; также шаблон RE сигналов CSI-RS, PSS, SSS не предполагает их распределения по всем поднесущим частотно-временной ресурсной сетки.

Для преодоления данных ограничений консорциумом 3GPP для сетей 5G NR в 16-м релизе были предложены специальные опорные сигналы позиционирования PRS с высокой плотностью ресурсных элементов и улучшенными корреляционными свойствами, которых удалось достичь за счет диагональной структуры расположения RE PRS по всей в частотно-временной ресурсной сетке. Слышимость сигналов PRS, излучаемых различными базовыми станциями gNB, достигается за счет использования так называемой концепции приглушения. Суть данной концепции сводится к тому, что за счет приглушения сеансов излучения PRS отдельных gNB достигается скоординированная передача опорных сигналов позиционирования несколькими соседними базовыми станциями.

Далее исследуем частотно-временную структуру опорных сигналов позиционирования и проиллюстрируем концепцию приглушения передачи PRS. Для этого сначала рассмотрим основные параметры структуры конфигурации сигналов PRS в разделе 2.2. Затем формализуем процедуры конфигурации слотов для передачи и приглушения сигналов PRS в разделах 2.3 и 2.4, соответственно. В разделе 2.5 опишем особенности конфигурации опорных сигналов позиционирования PRS в частотно-временном домене 5G NR и, используя специальные команды пакета расширения 5G Toolbox, покажем, каким образом конфигурация набора ресурсов PRS влияет на частотно-временную структуру сигнала PRS стандарта 5G NR.

2.2. Основные параметры структуры конфигурации сигналов PRS

Согласно спецификациям 3GPP, сеанс позиционирования подвижного устройства можно сконфигурировать с использованием приема сигналов PRS в одном или нескольких частотных доменах (слоях). Частотный домен сеанса позиционирования PRS определяется как совокупность нескольких наборов ресурсов PRS, где каждый набор задает совокупность отдельных ресурсов PRS. *Наборы ресурсов PRS*, образующих частотный домен сеанса позиционирования PRS, конфигурируются следующими параметрами.

Разнос поднесущих для всех наборов ресурсов PRS частотного домена сеанса позиционирования может принимать значения 15, 30, 60 или 120 кГц. Для конфигурации разноса поднесущих набора ресурсов PRS используется параметр SubcarrierSpacing структуры nrCarrierConfig.

Циклический префикс (ЦП, от англ. Cyclic Prefix – СР) для всех наборов ресурсов PRS частотного домена сеанса позиционирования может принимать значения normal или extended. Для конфигурации ЦП набора ресурсов PRS используется параметр CyclicPrefix структуры nrCarrierConfig.

Точка A PRS есть абсолютная частота опорного ресурсного блока или общего ресурсного блока. Са-

мая низкая поднесущая данного опорного ресурсного блока называется точкой A PRS. Спецификация стандарта 5G NR определяет частотное распределение ресурсов PRS относительно точки A PRS.

Далее проиллюстрируем конфигурацию начала распределения ресурсов PRS в частотном домене с использованием пакета расширения 5G Toolbox [38]. Данный пакет расширения позволяет формировать символы и индексы PRS посредством объекта конфигурации nrPRSConfig и функций nrPRS and nrPRSIndices. Объект nrPRSConfig содержит в себе все параметры, необходимые для конфигурации набора ресурсов PRS. В следующем разделе рассмотрим конфигурацию слотов для передачи сигналов PRS согласно примеру [39] пакета расширения 5G Toolbox [38].

2.3. Конфигурация слотов для передачи сигналов PRS

Конфигурация слота для передачи сигналов PRS определяется следующими параметрами объекта nrPRSConfig.

Период и нулевой сдвиг набора ресурсов PRS инициализируется параметром PRSResourceSetPeriod.

Сдвиг набора ресурсов PRS определяется относительно нулевого сдвига набора ресурсов PRS и инициализируется параметром PRSResourceOffset.

Коэффициент повтора ресурсов PRS инициализируется параметром PRSResourceRepetition.

Разнос ресурсов PRS по времени между двумя последовательными ресурсами PRS в наборе PRS инициализируется параметром PRSResourceTimeGap.

Рисунок 2 иллюстрирует параметры конфигурации слотов в наборе ресурсов PRS для случая с двумя ресурсами PRS. Период набора ресурсов PRS равен 10 слотам, а сдвиг набора ресурсов PRS относительно нулевого равен 3 слотам. Сдвиг первого ресурса #1 PRS относительно сдвига набора ресурсов PRS равен 1 слоту, а сдвиг второго ресурса #2 PRS относительно сдвига набора ресурсов PRS равен 4 слотам. Коэффициент повтора всех ресурсов PRS равен двум, т. е. каждый ресурс PRS выделяется дважды во всех периодически повторяющихся наборах или сеансах набора ресурсов PRS. Сдвиг ресурса PRS равен 2 слотам.



Рис. 2. Параметры конфигурации слотов PRS Fig. 2. PRS Slot Configuration Parameters

Скрипт 1 показывает порядок инициализации ресурсов PRS для примера, который иллюстрирует рисунок 2. Рисунок 3, полученный с использованием пакета расширения 5G Toolbox [38], иллюстрирует конфигурацию слотов ресурсов PRS для конфигурации, которую содержит скрипт 1.

```
Скрипт 1. Конфигурация слотов набора ресурсов PRS
% конфигурация параметров поднесущих
carrier = nrCarrierConfig;
carrier.SubcarrierSpacing = 15;
carrier.CyclicPrefix = 'Normal';
% конфигурация параметров набора ресурсов PRS
% объект конфигурации набора ресурсов PRS
prs = nrPRSConfig;
% период и нулевой сдвиг набора ресурсов PRS
prs.PRSResourceSetPeriod =[10 3];
% сдвиг ресурсов PRS
prs.PRSResourceOffset = [1 4];
% коэффициент повтора pecypcoв PRS
prs.PRSResourceRepetition = 2;
% разнос ресурсов PRS
prs.PRSResourceTimeGap = 2;
% число слотов для примера
numSlots = 43;
```

Далее рассмотрим конфигурацию слотов для приглушения сигналов PRS согласно примеру [39] пакета расширения 5G Toolbox.



2.4. Конфигурация слотов для приглушения сигналов PRS

Приглушение ресурсов сигналов PRS можно осуществить следующими способами. Во-первых, приглушить экземпляр набора ресурсов PRS можно с использованием параметров MutingPattern1 и MutingBitRepetition объекта nrPRSConfig конфигурации PRS. Во-вторых, приглушить ресурсы PRS можно по индексам повторения с использованием параметра MutingPattern2 объекта nrPRSConfig конфигурации PRS.

Параметр MutingPattern1 представляет собой двоичный вектор, который управляет приглушением экземпляров в наборе ресурсов PRS. Каждый элемент двоичного вектора управляет приглушением всех ресурсов PRS в заданном экземпляре

набора ресурсов PRS; один экземпляр набора ресурсов PRS соответствует одному периоду набора ресурсов PRS. Первый элемент в двоичном векторе соответствует первому экземпляру, а второй элемент - второму экземпляру набора ресурсов PRS и т. д. Значение 1 двоичного вектора указывает на то, что все ресурсы PRS в экземпляре набора ресурсов PRS передаются. Значение 0 двоичного вектора указывает на то, что все ресурсы PRS в экземпляре набора ресурсов PRS приглушаются. Рисунок 4 иллюстрирует вариант 1 конфигурации приглушения слотов PRS для рассмотренного ранее примера (см. рисунок 2) с использованием двоичного вектора приглушения [101010...], образуемого повтором шаблона [10] вектора MutingPattern1 на уровне экземпляра набора ресурсов PRS. Слоты со сплошной заливкой обозначают переданные ресурсы PRS, а слоты с узорной заливкой обозначают приглушенные ресурсы PRS.

Параметр MutingBitRepetition представляет собой число N последовательных экземпляров наборов ресурсов PRS, соответствующих одному элементу двоичного вектора MutingPattern1. Первый элемент двоичного вектора MutingPattern1 соответствует N последовательным экземплярам наборов ресурсов PRS, второй элемент соответствует следующим N последовательным экземплярам наборов ресурсов PRS и т. д.

Рисунок 5 иллюстрирует вариант 1 конфигурации приглушения слотов PRS для рассмотренного ранее примера (рисунок 2) с использованием результирующего двоичного вектора приглушения [11001100...], образуемого повтором шаблона [10] вектора MutingPattern1 на уровне экземпляра набора ресурсов PRS с коэффициентом повтора PRSResourceRepetition, равным 2.

Параметр MutingPattern2 представляет собой двоичный вектор, который управляет приглушением экземпляров во всех активных наборах ресурсов PRS по индексам повтора соответствующих ресурсов PRS. Первый элемент в двоичном векторе соответствует первому индексу повтора ресурса PRS, второй элемент – второму и т. д. Длина двоичного вектора определяется значением параметра PRSResourceRepetition, а сам двоичный вектор применяется ко всем ресурсам PRS в заданном наборе ресурсов PRS.

Рисунок 6 иллюстрирует вариант 2 конфигурации приглушения слотов PRS по индексам повтора соответствующих ресурсов PRS для рассмотренного ранее примера (рисунок 2) с использованием результирующего двоичного вектора приглушения [0 1 0 1 0 1 ...], образуемого повтором шаблона [0 1] вектора MutingPattern2 на уровне повтора индексов ресурсов PRS.

При совместной конфигурации обоих параметров MutingPattern1 и MutingPattern2 результирующий

Proceedings of Telecom. Universities. 2022. Vol. 8. Iss. 2

двоичный вектор приглушения получается в результате поэлементного выполнения логической операции И (AND) над двоичными векторами приглушения варианта 1 и варианта 2 конфигураций. Рисунок 7 иллюстрирует конфигурацию приглушения слотов PRS по варианту 1 с использованием повтора шаблона [1 0] с коэффициентом повтора 2, а также по варианту 2 с повтором шаблона [0 1].



Рис. 4. Конфигурация битов для приглушения слотов PRS по варианту 1 Fig. 4. Muting Bit Pattern Option-1 Configuration



Рис. 5. Конфигурация битов для приглушения слотов PRS по варианту 1 с повтором *Fig. 5. Muting Bit Pattern Option-1 with Muting Bit Repetition Factor Configuration*



Рис. 6. Конфигурация битов для приглушения слотов PRS по варианту 2 *Fig. 6. Muting Bit Pattern Option-2 Configuration*





Результирующий двоичный вектор приглушения по варианту 1 на уровне экземпляра набора ресурсов PRS равен [1 1 0 0 1 1 ...]. Результирующий двоичный вектор приглушения по варианту 2 на уровне повтора индексов ресурсов PRS равен [0 1 0 1 0 1 ...].

Совместная конфигурация осуществляется для следующих условий: число ресурсов PRS равно двум, коэффициент повтора равен двум, один экземпляр набора ресурсов содержит четыре экземпляра ресурсов. На уровне повтора индексов двоичные вектора, которые управляют приглушением ресурсов PRS, можно представить следующим образом. Двоичный вектор по варианту 1 равен:

$$binaryVec1 = [111111111000000001111111111...], (1)$$

а двоичный вектор по варианту 2 равен:

$$binaryVec2 =$$

$$= [010101010101010101010101...]. (2)$$

В результате поэлементного выполнения логической операции И над двоичными векторами (1) и (2) получим следующий результирующий двоичный вектор приглушения на уровне повтора индексов ресурсов PRS:

Рассмотрим далее порядок конфигурации приглушения слотов в наборе ресурсов PRS в дополнение к рассмотренному ранее сценарию (скрипт 1). Скрипт 2 содержит команды формирования пустых ресурсов PRS в приглушенных слотах. Рисунок 8, полученный с использованием пакета расширения 5G Toolbox [38], иллюстрирует конфигурацию слотов ресурсов PRS для параметров, которые содержит скрипт 2; приглушенные слоты отмечены затенением.



Скрипт 2. Конфигурация приглушения слотов набора ресурсов PRS % конфигурация приглушения слотов набора ресурсов PRS % использовать [] для отмены двоичного шаблона % приглушения по варианту 1 prs.MutingPattern1 = [1 0]; prs.MutingBitRepetition = 2; % использовать [] для отмены двоичного шаблона

% приглушения по варианту 2
prs.MutingPattern2 = [0 1];
plotTitle = 'Конфигурация приглушения слотов PRS';
plotGrid(carrier,prs,numSlots,'SlotFill',plotTitle);

Далее рассмотрим конфигурацию сигналов PRS в частотно-временной ресурсной сетке согласно примеру [39] пакета расширения 5G Toolbox.

2.5. Конфигурация сигналов PRS в ресурсной сетке

Конфигурация во временном домене

Конфигурация сигналов PRS во временном домене частотно-временной ресурсной сетки на уровне OFDM символов задается следующими параметрами системного объекта nrPRSConfig.

Параметр NumPRSSymbols L_{PRS} определяет число последовательных OFDM символов в слоте, которые выделяются для каждого ресурса PRS в наборе.

Параметр SymbolStart l_{start}^{PRS} определяет число начальных OFDM символов (относительно первого OFDM символа #0 в слоте) для каждого ресурса PRS.

OFDM символы, выделенные для ресурсов PRS, определяются как:

$$l = l_{start}^{PRS}, l_{start}^{PRS} + 1, \dots, l_{start}^{PRS} + L_{PRS} - 1.$$
(4)

Рисунок 9 иллюстрирует конфигурацию ресурсов PRS во временном домене частотно-временной ресурсной сетки на уровне OFDM символов, когда число последовательных OFDM символов в слоте, выделенных для ресурса PRS равно $L_{PRS} = 6$, а число начальных OFDM символов относительно первого OFDM символа #0 в слоте перед выделенными ресурсами PRS, равно $l_{start}^{PRS} = 3$.



во временном домене

Fig. 9. PRS OFDM Symbols Allocation in Time Domain

Конфигурация в частотном домене

Конфигурация сигналов PRS в частотном домене частотно-временной ресурсной сетки на уровне ресурсных блоков (RB, *аббр. от англ.* Resource Block) задается следующими параметрами системного объекта nrPRSConfig.

Параметр NumRB определяет число физических ресурсных блоков (PRB, *аббр. от англ.* Physical Resource Block), которые выделяются для всех ресурсов PRS в наборе. Параметр RBOffset определяет начальный индекс физического ресурсного блока PRB для всех ресурсов PRS в наборе. Данный параметр определяется в частотно-временной ресурсной сетке относительно нулевого общего ресурсного блока (CRB 0, *аббр. от англ.* Common Resource Block).

Рисунок 10 иллюстрирует конфигурацию ресурсов PRS в частотном домене частотно-временной ресурсной сетки на уровне ресурсных блоков RB.



Fig. 9. PRS Resource Blocks Allocation in Frequency Domain

Конфигурация на уровне ресурсных элементов

Конфигурация сигналов PRS в частотном домене частотно-временной ресурсной сетки на уровне отдельных элементов задается следующими параметрами системного объекта nrPRSConfig.

Параметр CombSize K_{comb}^{PRS} определяет плотность ресурсных элементов всех ресурсов PRS в наборе ресурсов PRS. Например, если параметр принимает значения из набора $i \in \{2, 4, 6, 12\}$, то каждый *i*-й ресурсный элемент в физическом ресурсном блоке PRB выделяется для передачи сигнала PRS.

Параметр REOffset k_{offset}^{PRS} определяет начальный сдвиг ресурсных элементов в первом OFDM символе каждого ресурса PRS в наборе. Относительные сдвиги RE в следующих PRS OFDM символах определяются по сдвигу REOffset, как показывает таблица 1.

Допустим, число OFDM символов, выделенных для pecypcoв PRS, равно NumPRSSymbols = 6; число начальных OFDM символов относительно первого OFDM символа #0 в слоте равно SymbolStart = 3; плотность pecypchix элементов всех pecypcoв PRS в наборе pecypcoв PRS равна CombSize = 4; начальный сдвиг pecypchix элементов в первом OFDM символе каждого pecypca PRS равен REOffset = 2. Для заданной плотности ресурсных элементов RE всех ресурсов PRS в наборе $K_{comb}^{PRS} = 4$, относительные сдвиги RE в следующих PRS OFDM символах получим на основе данных второй строки таблицы относительных сдвигов ресурсных элементов с сигналами PRS (таблица 1).

ТАБЛИЦА 1. Относительные сдвиги ресурсных элементов с сигналами PRS

TABLE 1. PRS Resource Elemet Offsets	5
--------------------------------------	---

Hомера OFDM символов в пределах распредератор RS в канале «вниз» DL: $(l - l_{start}^{PRS}) = 0,, L_{PRS} - 1$							елен	ия				
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
2	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
4	0	2	1	3	0	2	1	3	0	2	1	3
6	0	3	1	4	2	5	0	3	1	4	2	5
12	0	6	3	9	1	7	4	10	2	8	5	11

Для заданной конфигурации номера OFDM символов в пределах распределения ресурсов PRS в канале «вниз» DL определяются как:

$$l - l_{start}^{PRS} = 0 \dots 5$$

(относительно первого OFDM символа #0). (5)

$$k' = [0\ 2\ 1\ 3\ 0\ 2]. \tag{6}$$

Рисунок 11 иллюстрирует конфигурацию ресурсных элементов сигналов PRS для рассмотренного выше сценария при одном физическом ресурсном блоке PRB в одном слоте; вертикальные стрелки показывают относительные частотные сдвиги ресурсных элементов согласно (6) относительно REOffset = 2.





Fig. 11. PRS Resource Elemet Allocation Parameters

В частотном домене индекс ресурсного элемента *k* согласно спецификации 3GPP TS 38.211 [26] определяется выражением:

$$k = mK_{comb}^{PRS} + \left(\left(k_{offset}^{PRS} + k' \right) \mod K_{comb}^{PRS} \right);$$

$$m = 0,1, \dots$$
(7)

Второе слагаемое в (7) относительно первого OFDM символа #0 для рассмотренного сценария равно:

$$mod \left(k_{offset}^{PRS} + k', K_{comb}^{PRS}\right) = = mod([2 4 3 5 2 4], 4) = [2 0 3 1 2 0].$$
(8)

Проиллюстрируем далее порядок конфигурации сигналов PRS в частотно-временной ресурсной сетке на уровне отдельных ресурсных элементов. Скрипт 3 содержит команды конфигурации ресурсов PRS на уровне ресурсных элементов в отдельном физическом ресурсном блоке для одного слота. Рисунок 12, полученный с пакетом расширения 5G Toolbox [38], иллюстрирует конфигурацию сигналов PRS в частотно-временной ресурсной сетке на уровне отдельных ресурсных элементов, параметры которой содержит скрипт 3.



Рис. 12. Конфигурация ресурсных элементов для сигналов PRS

Fig. 12. PRS Resource Element Configuration

Скрипт 3. Конфигурация ресурсов PRS на уровне ресурсных элементов

% конфигурация ресурсов PRS на уровне ресурсных элементов RE

carrier.NSizeGrid = 1; prs = nrPRSConfig; prs.NumPRSSymbols = 6; prs.SymbolStart = 3; prs.NumRB = 1; prs.RBOffset = 0; prs.CombSize = 4; prs.REOffset = 2; % построение шаблона RE сетки в однои слоте numSlots = 1; plotTitle = 'Конфигурация ресурсных элементов PRS'; plotGrid(carrier,prs,numSlots,'REFill',plotTitle); grid on; grid minor;

Параметр NPRSID системного объекта конфигурации nrPRSConfig служит для инициализации псевдослучайной двоичной последовательности, используемой при формировании символов PRS согласно 3GPP TS 38.211 [26].

Рассмотренные опорные сигналы позиционирования PRS определяют порядок конфигурации частотно-временной сетки ресурсов PRS, в том числе на уровне отдельных RE. Формализованные процедуры используются далее для конфигурации сигналов PRS нескольких базовых станций gNB стандарта 5G NR в имитационной модели.

3. Постановка задачи на имитационное моделирование

Для постановки задачи на имитационное моделирование технологии сетевого позиционирования метровой точности 5G NR рассмотрим гиперболический или разностно-дальномерный метод позиционирования, известный в сетях LTE [36, 37] и NR [38–40] как метод наблюдаемой разности времен прихода сигналов ОТDOA. Рисунок 13 иллюстрирует сценарий ОМП пользовательского устройства на плоскости в 2D с использованием инфраструктуры трех стационарных базовых станций gNB.



Рис. 13. Сценарий позиционирования в сетях стандарта 5G NR *Fig. 13. Positioning Scenario in 5G NR Networks*

Метод ОТDOA основан на синхронном излучении территориально распределенными базовыми станциями gNB специальных опорных сигналов позиционирования PRS в канале «вниз» DL. Обработка первичных измерений времени прихода сигнала (TOA, *аббр. от англ.* Time of Arrival) от разных gNB осуществляется в пользовательском устройстве. Под наблюдаемой разностью времен прихода сигналов ОТDOA понимают наблюдаемый UE временной интервал между приемом сигналов PRS в DL от двух территориально-распределенных gNB.

Так, если сигнал от обслуживающей базовой станции gNB_0 принят в момент TOA_0 , а сигнал от соседней базовой станции gNB_1 – в момент TOA_1 , то $OTDOA_{10}$ = TOA_1 – TOA_0 .

Параметр RTD (аббр. от англ. Real Time Difference) определяет неточность временной синхронизации между двумя территориально распределенными базовыми станциями gNB; если gNB0 передает сигнал PRS в момент t_3 , а gNB1 – в момент t_4 , то RTD = $t_4 - t_3$; если же gNB0 и gNB1 точно синхронизированы и осуществляют передачу сигналов PRS одновременно, то RTD = 0.

Параметр GTD (*аббр. от англ.* Geometric Time Difference) определяет геометрическую разность времен прихода сигналов; если расстояние между обслуживающей базовой станцией gNB₀ и пользовательским устройством равно d_0 , а расстояние между соседней базовой станцией gNB₁ и пользовательским устройством равно d_1 , то геометрическая разность времен прихода сигналов от gNB₀ и gNB₁ на UE определяется как GTD₁₀ = $(d_1 - d_0)/c$. Наблюдаемая разность времен прихода ОТDOA связана с геометрической разностью GTD и неточностью синхронизации RTD между двумя gNB соотношением:

$$OTDOA = GTD + RTD.$$
(9)

В рассматриваемом сценарии (см. рисунок 13) GTD₁₀ определяет гиперболу $\Delta d_{10} = d_1 - d_0$, a GTD₂₀ определяет гиперболу $\Delta d_{20} = d_2 - d_0$; пересечение гипербол Δd_{10} и Δd_{20} определяет местоположение UE. С точки зрения вторичной обработки первичных измерений разностно-дальномерного метода различают оценку координат устройством и сетью. Если оценка координат выполняется пользовательским устройством, то UE вычисляет свои координаты с использованием принимаемых из сети вспомогательных данных: параметра RTD и известных координат gNB. Если оценка координат выполняется сетью, UE отправляет параметры ОТDOA, из которых сеть определяет местоположение пользовательского устройства с использованием RTD и известных координат gNB.

Для разностно-дальномерных измерений ОТDOA в сетях 5G NR специфицирован параметр разности времен опорных сигналов RSTD, который определяется как наименьшая разность моментов начала приема подкадров от соседней и опорной (обслуживающей) gNB [27].

Для реализации метода OTDOA в сетях 5G NR опорные сигналы позиционирования передаются набором соседних базовых станций gNB синхронно с излучением сигнала PRS обслуживающей gNB. Обслуживающая gNB₀ выступает в роли опорной базовой станции, относительно которой вычисляются разности времен опорных сигналов:

$$RSTD_{i,0} = TOA_i - TOA_0.$$
(10)

Обозначим через $\mathbf{x} = [x \ y]^T$ вектор неизвестных координат пользовательского устройства на плоскости, а через $\mathbf{x}_j = [x_j \ y_j]^T$ вектор известных координат базовой станции gNB_j на плоскости, тогда первичные измерения *RSTD* можно представить выражением:

$$RSTD_{i,0} = \frac{\sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}}{c} - \frac{1}{\frac{\sqrt{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2}}{c}} + RTD_{i,0} + \delta_{i,0},$$
(11)

где $RSTD_{i,0}$ – разность времен прихода опорных сигналов PRS, измеренных на UE от gNB_i и опорной gNB₀; $RTD_{i,0}$ – неточность синхронизации между gNB_i и gNB₀; $\delta_{i,0}$ – ошибки измерения TOA от gNB_i и gNB₀; $c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света; d_i – расстояние между базовой станцией gNB_i и пользовательским устройством, равное:

$$d_i = \frac{\sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2}}{c}.$$
 (12)

Для позиционирования UE на плоскости требуется три gNB: одна опорная и две соседние. Если UE знает координаты опорной gNB₀ и двух соседних gNB_i, а также неточности синхронизации $RTD_{i,0}$,

тогда получим два уравнения (11) с двумя неизвестными $[x \ y]^T$, которое можно решить согласно:

$$\begin{cases} RSTD_{1,0} = d_1 - d_0 + \delta_{1,0}; \\ RSTD_{2,0} = d_2 - d_0 + \delta_{2,0}. \end{cases}$$
(13)

Для получения более точной оценки координат желательно иметь измерения от более чем двух gNB. Если бы БС 5G NR были точно синхронизированы, то неточности синхронизации были бы равны нулю, а метод ОТДОА свелся бы к методу TDOA. Геометрически, каждое измерение TDOA определяет гиперболу, при этом «ширина» гиперболы определяется ошибками измерений разностно-дальномерного метода δ_i , δ_1 (см. рисунок 13). Каждое измерение RSTD соответствует одной гиперболе в 2D (или гиперболоиду в 3D), на которой располагается пользовательское устройство; фокусы гиперболы соответствуют известным координатам базовых станций gNB. Данный метод сбора первичных измерений и их вторичной обработки с последующей оценкой координат называется мультилатерацией. Для ОМП UE на плоскости достаточно пересечения двух гипербол; при этом задействуется 3 базовых станции: одна опорная gNB и две соседних gNB; данный метод называется трилатерацией.

Таким образом, с технической точки зрения, сетевое позиционирование устройств UE, являющихся ИРИ в сетях 5G NR, можно рассматривать как ОМП в многопозиционных системах пассивной радиолокации, когда множество позиций представлено базовыми станциями gNB, являющимися опорными пунктами приема (ПП) первичных измерений [41]. Позиционирование ИРИ в многопозиционных системах пассивной радиолокации осуществляется по измерениям на пространственно разнесенных ПП времени прихода сигналов, излучаемых ИРИ [42]. Наиболее распространенными являются разностно-дальномерные и угломерные (УМ) пассивные измерения [43].

При разработке комплексной имитационной модели технологии сетевого позиционирования 5G NR PRS метровой точности, учитывающей особенности сбора первичных измерений по сконфигурированным сигналам PRS и их вторичную обработку согласно рассмотренному разностно-дальномерному методу ОТДОА, реализуются следующие процедуры. В имитационном моделировании формируется сценарий территориального распределения нескольких базовых станций gNB и одного пользовательского устройства. Формирование и передача опорных сигналов позиционирования PRS от нескольких базовых станций gNB моделируется с учетом их уникальных идентификаторов. Прием опорных сигналов позиционирования PRS пользовательским устройством моделируется с учетом задержек и ослаблений при распространении радиоволн между gNB и UE. Первичная обработка измерений

осуществляется пользовательским устройством путем корреляции принятой смеси сигналов с заданным набором локальных сигналов PRS. В результате первичной обработки измерений по корреляционным пикам устанавливаются задержки времен прихода сигналов ТОА, по которым затем согласно (10) вычисляются параметры разности времен опорных сигналов RSTD. Для графической интерпретации первичных измерений RSTD в имитационном моделировании производится вычисление и отображение линий постоянной разности времен прихода сигналов - гипербол с фокусами в известных местоположениях gNB. Вторичная обработка первичных измерений RSTD заключается в решении системы уравнений (13). Графическая интерпретация вторичной обработки включает отображение пересечений гипербол и оценку координат UE.

4. Заключение

Новый радиоинтерфейс стандарта 5G NR с более широкими полосами частот в диапазоне дециметровых и миллиметровых волн открывает принципиально новые возможности по достижению метровой точности в сетях пятого и последующих поколений. С одной стороны, новый радиоинтерфейс NR, включая многоантенные системы с диаграммообразованием и непосредственной СВЯЗЬЮ устройств друг с другом D2D в сверхплотных сетях UDN, открывают новые возможности повышения точности определения местоположения. С другой стороны, использование данных о местоположении устройств способствует реализации новых механизмов установления и ведения радиосвязи на основе позиционирования LAC, включая диаграммообразование на основе местоположения LAB. В результате анализа состояния проблемы достижения метровой точности позиционирования по открытым зарубежным источникам было показано, что определение местоположения устройств с использованием инфраструктуры базовых станций подвижной связи 5G становится уже не только одной из дополнительных возможностей, но также и средством достижения качественно нового уровня функционирования сети NR. Данные обстоятельства позволяют рассматривать сетевое позиционирование 5G NR, как предмет исследования с двух сторон: во-первых, как целевую задачу определения местоположения пользовательских устройств в сети подвижной связи; во-вторых, как инструмент повышения эффективности построения и функционирования сети подвижной связи на основе данных о местоположении подвижных устройств. С точки зрения целевой задачи оценки координат пользовательских устройств актуальным и востребованным является направление по исследованию и разработке комплекса имитационных моделей сбора и обработки первичных навигационных измерений для технологии сетевого позиционирования 5G NR при верификации пределов достижимой метровой точности определения местоположения подвижных устройств в различных сценариях их функционирования. В настоящей работе исследованы процедуры конфигурации опорных сигналов позиционирования PRS, которые излучаются базовыми станциями и используются для сбора первичных измерений времени прихода сигналов пользовательскими устройствами. С точки зрения вторичной обработки первичных измерений с результирующей оценкой координат разностно-дальномерным методом ОТDOA в настоящей работе выполнена постановка задачи на разработку комплексной имитационной модели технологии сетевого позиционирования метровой точности 5G NR PRS. Результаты представленного исследования позволят далее обосновать требования к достижению метровой точности сетевого позиционирования подвижных и неподвижных устройств методом ОТDOA с использованием сигналов PRS для управления диаграммой направленности в отдельной радиолинии сверхплотной сети радиодоступа миллиметрового диапазона 5G NR.

Список источников

1. Kanhere O., Rappaport T.S. Position Location for Futuristic Cellular Communications: 5G and Beyond // IEEE Communications Magazine. 2021. Vol. 59. Iss. 1. PP. 70–75. DOI:10.1109/MCOM.001.2000150

2. Dwivedi S., Shreevastav R., Munier F., Nygren J., Siomina I., Lyazidi Y., et al. Positioning in 5G Networks // IEEE Communications Magazine. 2021. Vol. 59. Iss. 11. PP. 38–44. DOI:10.1109/MCOM.011.2100091

3. Bartoletti S., Chiaraviglio L., Fortes S., Kennouche T.E., Solmaz G., Bernini G., et al. Location-Based Analytics in 5G and Beyond // IEEE Communications Magazine. 2021. Vol. 59. Iss. 7. PP. 38–43. DOI:10.1109/MCOM.001.2001096

4. Goztepe C., Büyükçorak S., Kurt G.K., Yanikomeroglu H. Localization Threats in Next-Generation Wireless Networks // IEEE Communications Magazine. 2021. Vol. 59. Iss. 9. PP. 51–57. DOI:10.1109/MCOM.010.2001150

5. Bartoletti S., Wymeersch H., Mach T., Brunnegård O., Giustiniano D., Hammarberg P., et al. Positioning and Sensing for Vehicular Safety Applications in 5G and Beyond // IEEE Communications Magazine. 2021. Vol. 59. Iss. 11. PP. 15–21. DOI:10.1109/MCOM.011.2100339

6. Conti A., Morselli F., Liu Z., Bartoletti S., Mazuelas S., Lindsey W.C., et al. Location Awareness in Beyond 5G Networks // IEEE Communications Magazine. 2021. Vol. 59. Iss. 11. PP. 22–27. DOI:10.1109/MCOM.221.2100359

7. Albanese A., Sciancalepore V., Costa-Pérez X. First Responders Got Wings: UAVs to the Rescue of Localization Operations in Beyond 5G Systems // IEEE Communications Magazine. 2021. Vol. 59. Iss. 11. PP. 28–34. DOI:10.1109/MCOM.101.2100273

8. Ferre R.M., Seco-Granados G., Lohan E.S. Positioning Reference Signal design for positioning via 5G // National Committee for Radiology in Finland. 2019.

9. Grewal M.S., Andrews A.P., Barton C.G. Global Navigation Satellite Systems, Inertial Navigation, and Integration. Wiley, 2020. 608 p.

10. Фокин Г.А. Сценарии позиционирования в сетях 5G // Вестник связи. 2020. № 2. С. 3–9.

11. Фокин Г.А. Сценарии позиционирования в сетях 5G // Вестник связи. 2020. № 3. С. 13-21.

12. Фокин Г. Эволюция технологий позиционирования в сетях 2G-4G. Часть 1 // Первая миля. 2020. № 2(87). С. 32–39. DOI:10.22184/2070-8963.2020.87.2.32.38

13. Фокин Г. Эволюция технологий позиционирования в сетях 2G-4G. Часть 2 // Первая миля. 2020. № 3(88). С. 30–35. DOI:10.22184/2070-8963.2020.88.3.30.35

14. Фокин Г.А. Эволюция процедур позиционирования в сетях подвижной радиосвязи // Информационные технологии и телекоммуникации. 2020. Т. 8. № 1. С. 76–89. DOI:10.31854/2307-1303-2020-8-1-74-86

15. Фокин Г.А. Процедуры позиционирования в сетях 5G // Вестник связи. 2021. № 11. С. 2–8.

16. Фокин Г.А., Кучерявый А.Е. Сетевое позиционирование в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 9. С. 51–58. DOI:10.34832/ELSV.2020.10.9.006

17. Фокин Г.А. Использование методов сетевого позиционирования в экосистеме 5G // Электросвязь. 2020. № 11. С. 29–37. DOI:10.34832/ELSV.2020.12.11.002

18. Кучерявый А.Е., Бородин А.С., Мутханна А.С.А., Абделлах А.Р., Волков А.Н. Искусственный интеллект в сетях связи // Х Международная научно-техническая и научно-методическая конференция «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании»: сборник научных статей в 4 томах (Санкт-Петербург, Россия, 24–25 февраля 2021). СПб: СПбГУТ, 2021. С. 8–18.

19. Бородин А.С., Волков А.Н., Мутханна А.С.А., Кучерявый А.Е. Искусственный интеллект в сетях связи пятого и последующих поколений // Электросвязь. 2021. № 1. С. 17–22. DOI:10.34832/ELSV.2021.14.1.001

20. Фокин Г.А. Комплекс моделей и методов позиционирования устройств в сетях пятого поколения. Дис. ... докт. техн. наук. СПб: СПбГУТ, 2021. 499 с.

21. Фокин Г.А. Технологии сетевого позиционирования. СПб.: СПбГУТ, 2020. 558 с.

22. Фокин Г.А. Технологии сетевого позиционирования 5G. М.: Горячая Линия – Телеком, 2021. 456 с.

23. Zekavat R., Buehrer R.M. Handbook of Position Location: Theory, Practice and Advances. Hoboken: John Wiley & Sons, 2019. 1376 p.

24. Campos R.S., Lovisolo L. RF Positioning: Fundamentals, Applications, and Tools. Artech House, 2015. 369 p.

25. Sand S., Dammann A., Mensing C. Positioning in Wireless Communications Systems. Wiley, 2014. 276 p.

26. 3GPP TS 38.211 V17.1.0 (2022-03). NR; Physical channels and modulation (Release 17).

27. 3GPP TS 38.215 V17.1.0 (2022-03) NR; Physical layer measurements (Release 17).

28. 3GPP TR 22.872 V16.1.0 (2018-09). Study on positioning use cases; Stage 1 (Release 16).

29. 3GPP TR 38.855 V16.0.0 (2019-03). Study on NR positioning support (Release 16).

30. 3GPP TS 38.305 V17.0.0 (2022-03). NG; Radio Access Network (NG-RAN); Stage 2 functional specification of User Equipment (UE) positioning in NG-RAN (Release 17).

31. 3GPP TS 38.455 V17.0.0 (2022-04). NG-RAN; NR Positioning Protocol A (NRPPa) (Release 17).

32. Fischer S. Observed Time Difference of Arrival (OTDOA) Positioning in 3GPP LTE. Qualcomm White Pap. 2014. 62 p.

33. Дворников С.В., Фокин Г.А., Аль-Одхари А.Х., Федоренко И.В. Исследование зависимости геометрического фактора топологии для разностно-дальномерного метода позиционирования // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2017. № 2. С. 86–93.

34. Дворников С.В., Фокин Г.А., Аль-Одхари А.Х., Федоренко И.В. Исследование зависимости значения геометрического фактора снижения точности от топологии пунктов приема // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2018. № 2. С. 99–104.

35. Дворников С.В., Фокин Г.А., Аль-Одхари А.Х., Федоренко И.В. Оценка влияния свойств сигнала PRS LTE на точность позиционирования // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2017. № 4. С. 94–103.

36. LTE Toolbox. MathWorks. URL: https://www.mathworks.com/products/lte.html (дата обращения 30.06.2022)

37. Time Difference of Arrival Positioning Using PRS. MathWorks. URL: https://www.mathworks.com/help/lte/ug/time-difference-of-arrival-positioning-using-prs.html (дата обращения 30.06.2022)

38. 5G Toolbox. MathWorks. URL: https://www.mathworks.com/products/5g.html (дата обращения 30.06.2022)

39. NR Positioning Reference Signal. MathWorks. URL: https://www.mathworks.com/help/5g/ug/5g-new-radio-prs.html (дата обращения 30.06.2022)

40. NR Positioning Using PRS. MathWorks. URL: https://www.mathworks.com/help/5g/ug/nr-prs-positioning.html (дата обращения 30.06.2022)

41. Черняк В.С., Заславский Л.П., Осипов Л.В. Многопозиционные радиолокационные станции и системы // Зарубежная радиоэлектроника. 1987. Т. 1. С. 9–69.

42. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. М.: Радио и связь, 1993. 416 с.

43. Черняк В.С. Многопозиционные радиолокационные системы на основе МІМО РЛС // Успехи современной радиоэлектроники. 2012. № 8. С. 29–47.

References

1. Kanhere O., Rappaport T.S. Position Location for Futuristic Cellular Communications: 5G and Beyond. *IEEE Communications Magazine.* 2021;59(1):70–75. DOI:10.1109/MCOM.001.2000150

2. Dwivedi S., Shreevastav R., Munier F., Nygren J., Siomina I., Lyazidi Y., et al. Positioning in 5G Networks. *IEEE Communications Magazine*. 2021;59(11):38–44. DOI:10.1109/MCOM.011.2100091

3. Bartoletti S., Chiaraviglio L., Fortes S., Kennouche T.E., Solmaz G., Bernini G., et al. Location-Based Analytics in 5G and Beyond. *IEEE Communications Magazine*. 2021;59(7):38–43. DOI:10.1109/MCOM.001.2001096

4. Goztepe C., Büyükçorak S., Kurt G.K., Yanikomeroglu H. Localization Threats in Next-Generation Wireless Networks. *IEEE Communications Magazine*. 2021;59(9):51–57. DOI:10.1109/MCOM.010.2001150

5. Bartoletti S., Wymeersch H., Mach T., Brunnegård O., Giustiniano D., Hammarberg P., et al. Positioning and Sensing for Vehicular Safety Applications in 5G and Beyond. *IEEE Communications Magazine*. 2021;59(11):15–21. DOI:10.1109/MCOM.011.2100339

6. Conti A., Morselli F., Liu Z., Bartoletti S., Mazuelas S., Lindsey W.C., et al. Location Awareness in Beyond 5G Networks. *IEEE Communications Magazine*. 2021;59(11):22–27. DOI:10.1109/MCOM.221.2100359

7. Albanese A., Sciancalepore V., Costa-Pérez X. First Responders Got Wings: UAVs to the Rescue of Localization Operations in Beyond 5G Systems. *IEEE Communications Magazine*. 2021;59(11):28–34. DOI:10.1109/MCOM.101.2100273

8. Ferre R.M., Seco-Granados G., Lohan E.S. Positioning Reference Signal design for positioning via 5G. *National Committee for Radiology in Finland*. 2019.

9. Grewal M.S., Andrews A.P., Barton C.G. *Global Navigation Satellite Systems, Inertial Navigation, and Integration*. Wiley, 2020. 608 p.

10. Fokin G.A. Scenarios for Positioning in 5G Networks. *Vestnik svyazi*. 2020;2:3–9. (in Russ.)

11. Fokin G.A. Scenarios for Positioning in 5G Networks. *Vestnik Svyaz.* 2020;3:13–21. (in Russ.)

12. Fokin G. Evolution of Positioning Technologies in Cellular Mobile Radio Networks. Part 1. *Last Mile.* 2020;2(87):32–39. (in Russ.) DOI:10.22184/2070-8963.2020.87.2.32.38

13. Fokin G. Evolution of Positioning Technologies in in Cellular Mobile Radio Networks. Part 2. *Last mile.* 2020;3(88): 30–35. (in Russ.) DOI:10.22184/2070-8963.2020.88.3.30.35

14. Fokin G.A. Evolution of positioning procedures in mobile radio networks. *Telecom IT.* 2020;8(1):76–89. (in Russ.) DOI:10.31854/2307-1303-2020-8-1-74-86

15. Fokin G.A. Procedures for Positioning in 5G Networks. *Vestnik svyazi*. 2021;11:2–8. (in Russ.)

16. Fokin G.A., Koucheryavy A.E. Network positioning in the 5G ecosystem. *Electrosvyaz.* 2020;9:51–58. (in Russ.) DOI:10.34832/ELSV.2020.10.9.006

17. Fokin G.A. Utilization of Network Positioning Methods in the 5G Ecosystem. *Elektrosvyaz.* 2020;11:29–37. (in Russ.) DOI:10.34832/ELSV.2020.12.11.002

18. Koucheryavy A.E., Borodin A., Mutkhanna A., Abdellah A.R., Volkov A.N. Artificial Intelligence for Telecommunication Networks. *Proceedings of the Xth International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 24–25 February 2021, St. Petersburg, Russian Federation.* St. Petersburg: Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2021. p.8–18. (in Russ.) (in Russ.)

Proceedings of Telecom. Universities. 2022. Vol. 8. Iss. 2

19. Borodin A.S., Volkov A.N., Mutkhanna A.S.A., Kucheryavyi A.E. Artificial Intelligence for Telecommunication Networks. *Elektrosvyaz.* 2021;1:17–22. (in Russ.) DOI:10.34832/ELSV.2021.14.1.001

20. Fokin G.A. *A Set of Models and Methods for Positioning Devices in Fifth-Generation Networks*. D.Sc Thesis. St. Petersburg: The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2021. 499 p. (in Russ.)

21. Fokin G.A. *Technologies of Network Positioning*. St. Petersburg: The Bonch-Bruevich State University of Telecommunications Publ.; 2020. 558 p. (in Russ.)

22. Fokin G.A. 5G Network Positioning Technologies. Moscow: Hot Line - Telecom Publ.; 2021. 456 p. (in Russ.)

23. Zekavat R., Buehrer R.M. Handbook of Position Location: Theory, Practice and Advances. Hoboken: John Wiley & Sons; 2019. 1376 p.

24. Campos R.S., Lovisolo L. RF Positioning: Fundamentals, Applications, and Tools. Artech House; 2015. 369 p.

25. Sand S., Dammann A., Mensing C. Positioning in Wireless Communications Systems. Wiley; 2014. 276 p.

26. 3GPP TS 38.211 V17.1.0 (2022-03). NR; Physical channels and modulation (Release 17).

27. 3GPP TS 38.215 V17.1.0 (2022-03). NR; Physical layer measurements (Re-lease 17).

28. 3GPP TR 22.872 V16.1.0 (2018-09). Study on positioning use cases; Stage 1 (Release 16).

29. 3GPP TR 38.855 V16.0.0 (2019-03). Study on NR positioning support (Re-lease 16).

30. 3GPP TS 38.305 V17.0.0 (2022-03). NG; Radio Access Network (NG-RAN); Stage 2 functional specification of User Equipment (UE) positioning in NG-RAN (Release 17).

31. 3GPP TS 38.455 V17.0.0 (2022-04). NG-RAN; NR Positioning Protocol A (NRPPa) (Release 17).

32. Fischer S. Observed Time Difference of Arrival (OTDOA) Positioning in 3GPP LTE. Qualcomm White Pap. 2014. 62 p.

33. Dvornikov S.V., Fokin G.A., Alodkhari A.H., Fedorenko I.V. Synthesis of Multi-Position Signals for Space Television. *Voprosy* radioelektroniki Seriia Tekhnika televideniia. 2017;2:86–93. (in Russ.)

34. Dvornikov S.V., Fokin G.A., Alodkhari A.H., Fedorenko I.V. Investigation of the Dependence of the Value of the Geometric Factor of Reduction of Accuracy from the Topology of Reception Points. *Voprosy radioelektroniki Seriia Tekhnika televideniia*. 2018;2:99–104. (in Russ.)

35. Dvornikov S.V., Fokin G.A., Alodkhari A.H., Fedorenko I.V. Positioning of Mobile TV Systems on Reference Signals in LTE Networks. *Problems of radio electronics. Series: TV Technique.* 2017;4:94–103.

36. LTE Toolbox. MathWorks. URL: https://www.mathworks.com/products/lte.html [Accessed 17th June 2022]

37. *Time Difference of Arrival Positioning Using PRS. MathWorks*. URL: https://www.mathworks.com/help/lte/ug/time-dif-ference-of-arrival-positioning-using-prs.html [Accessed 17th June 2022]

38. 5G Toolbox. MathWorks. URL: https://www.mathworks.com/products/5g.html [Accessed 17th June 2022]

39. *NR Positioning Reference Signal. MathWorks*. URL: https://www.mathworks.com/help/5g/ug/5g-new-radio-prs.html [Accessed 17th June 2022]

40. *NR Positioning Using PRS. MathWorks*. URL: https://www.mathworks.com/help/5g/ug/nr-prs-positioning.html [Accessed 17th June 2022]

41. Chernyak V.S., Zaslavsky L.P., Osipov L.V. Multi-Position Radar Stations and Systems. *Foreign radioelectronics*. 1987;1: 9–69. (in Russ.)

42. Chernyak V.S. Multi-Position Radar. M.: Radio i sviaz Publ.; 1993. 416 p. (in Russ.)

43. Chernyak V.S. Multi-Position Radar Systems Based on MIMO Radar. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*. 2012;8: 29–47. (in Russ.)

Статья поступила в редакцию 21.05.2022; одобрена после рецензирования 17.06.2022; принята к публикации 20.06.2022.

The article was submitted 21.05.2022; approved after reviewing 17.06.2022; accepted for publication 20.06.2022.

Информация об авторе:

ФОКИН Григорий Алексеевич

доктор технических наук, доцент, доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича

^b https://orcid.org/0000-0002-5358-1895

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

2.3.1 – Системный анализ, управление и обработка информации

2.3.6 – Методы и системы защиты информации, информационная безопасность Научная статья УДК 519.61+539.1 DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-65-75 (cc) BY 4.0

Computer Synthesis of Neurotransmitter Images

ⓑ Leonid Makarov^{1⊠}, biopet@mail.ru

Alexander Pozdnyakov², pozdnyakovalex@yandex.ru

¹The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications,

St. Petersburg, 193232, Russian Federation

²St. Petersburg State Pediatric Medical University,

St. Petersburg, 194100, Russian Federation

Abstract: He semantic sign system is considered, represented by two different sets of elements, through which creative objects are created, correlated with the natural activity of man and Nature, reproducing numerous species of living organisms. Using the concepts and definitions of work processes in neural networks, the principles of creating neural transmitter images are considered. Formalizing the processes of creation of creative objects, a topological computational model of computer synthesis of neurotransmitter images with a variety of forms is presented.

Keywords: neural network, computer model, computational topology of neurotransmitter image

For citation: Makarov L., Pozdnyakov A. Computer Synthesis of Neurotransmitter Images. *Proc. of Telecom. Universities.* 2022;8(2):65–75. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-65-75

Компьютерный синтез нейротрансмиттерных образов

© Леонид Михайлович Макаров^{1⊠}, biopet@mail.ru

В Александр Владимирович Поздняков², pozdnyakovalex@yandex.ru

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

²Санкт-Петербургский государственный педиатрический медицинский университет, Санкт-Петербург, 194100, Российская Федерация

Аннотация: Рассматривается семантическая знаковая система, представленная двумя различными наборами элементов, посредством которых создаются объекты творчества, соотносимые с естественной деятельностью человека и Природы, воспроизводящей многочисленные виды живых организмов. Используя понятия и определения рабочих процессов в нейронных сетях, рассматриваются принципы создания нейронных трансмиттерных образов. Формализуя процессы создания объектов творчества, представлена топологическая вычислительная модель компьютерного синтеза нейротрансмиттерных образов, обладающих подобием форм.

Ключевые слова: нейронная сеть, компьютерная модель, вычислительная топология нейротрансмиттерного образа

Ссылка для цитирования: Макаров Л.М., Поздняков А.В. Компьютерный синтез нейротрансмиттерных образов // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2. С. 65–75. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-65-75

Neural networks are among the most amazing Natural formations. A high concentration of neural networks is represented by complex mammalian brain structures (BSs). The human brain has well-defined abilities: thinking, logical choice of objects, and preservation of acquired knowledge. Studying the work processes of the neural network of the brain by means of computational topology contributes to the development of technical systems with artificial intelligence. Traditionally, when the thought processes in BSs are compared with Natural phenomena carried out according to a certain program, a high similarity index is noted. This allows declaring the presence of isomorphism properties. Typical examples of two isomorphism processes are literary works and the variety of Natural species of living organisms. In both cases, the results of creativity, in the broad sense of this concept, are created based on a set of symbolic programs. For literary creativity, this is a set of letters. For the creativity of Nature, this is a set of nucleotides.

The introduced concepts declare the presence of a neurotransmitter image as a mathematical object reproduced by means of computational topology and associatively perceived as a result of human or Natural creativity. Computer modeling of neural processes of living organisms that create complex images operates with the concepts of additive tracks of events in BSs. Similar models of the processes of generating event tracks, based on genetic material, are implemented in Nature when creating different types of living organisms.

Indeed, the presence of BSs in humans generates creativity, for example, writing various literary works based on an established sign set (alphabet). In Nature, similar processes implemented on the basis of a typical sign set (nucleotides) give rise to different types of organisms. This fact allows stating the presence of two processes in Nature that are different in etymology but have the same general property of generating the synthesis of associative images. The concept of such an understanding of the laws of Nature, in terms of the physiology of neural activity of BSs, was formed at the beginning of the twentieth century.

General ideas about the work of human BSs were introduced by Sechenov in 1891 [1]. The scientific content of the work on the mechanisms of memory formation in BSs highlights the presence of nerve centers. The modern anatomical paradigm identifies this natural phenomenon with the presence of brain regions responsible for the physiology of neural processes of perception of many factors. In his scientific work, Sechenov highlighted the general concept of the reflex reaction of the body and paid attention to the processes of excitation and inhibition. At the current stage of the development of BS research technologies, the connection between these processes has been established, which contributes to the development of ideas about the formation of associative memory, long-term and shortterm memory. The actual ability of BSs to operate with a variety of concepts is formed naturally in the process of the evolutionary development of the organism. The neural network of the brain is considered a physical basis for the implementation of memory procedures.

The theoretical foundations of cerebral physiology were developed by Pavlov, who in 1904 presented a scientific work on the congenital nervous system activity of the organism [1]. This scientific potential was highly appreciated by the world community, and the author received the Nobel Prize. A series of scientific papers studying nervous processes demonstrated a method of sequential approximation to solving a large list of questions about the formation of human memory. In the first stages of studying BSs, researchers considered the theoretical issues of organizing an experiment for the selection of disturbing factors that to a certain extent create agreed images. Taking into account the presence of natural reactions available in the body, obtained on the basis of the long-term development of the species, the digestive system – the autonomic nervous system - was considered. This nervous system has a connection with BSs. In order to form numerous reliable descriptions of the experiment, a mammalian species was considered as a research object – an ordinary dog. In this kind of living organism, a memory apparatus has been formed in the process of evolutionary development. These are separate fragments of BSs, which recorded conditioned reflexes correlated with motivation. Such an arrangement of arguments in favor of choosing the type of living organism and organizing experiments for the physiological control of the motivational factor demonstrated the presence of a new technology in the study of BSs.

Having established a stimulating factor in the form of a light signal, the request of the autonomic nervous system for food intake was synchronously satisfied. The combination of these factors triggered a complex mechanism for the formation of an associated image identifying the event – the act of eating. In the theory of physiology, such an act corresponded to satisfying the need for nutrition. From the physiological point of view, the associated image was created subject to the presence of a light signal. Manifold repetition of the feeding scheme with a light stimulus created a stable response effect of the autonomic nervous system. The associative image has become a stimulus to trigger the autonomic nervous system, waiting for the act of nutrition.

During the experiment, it was noted that the absence of food in the presence of a light signal initialized the start of the working process of the autonomic nervous system. In fact, this meant that a living mammalian organism was able to learn and independently form important associated images in BSs.

The associated image, created on the basis of a network of neurons naturally connected to BSs, allowed the formation of long-term memory. A logically sound judgment about this fact has been repeatedly tested experimentally. In the modern interpretation of this judgment, the presence of a statistical and systematic approach to the collection and analysis of experimental results is clearly visible. This fact is used in many modern methods of teaching different types of organisms. A single neural network mechanism associated with BSs makes it possible to create long-term images of signals.

Neural network workflows are created on the basis of special chemicals – neurotransmitters. Neurotransmitters are transmitters that implement the key functions of switching electrochemical flows. Electrochemical impulses from a nerve cell, through a network of synapses, propagate between neurons. Transmitters have the property of selecting specific areas of the cell membrane surface, initializing the creation of a unique electrochemical flow.

This effect creates a specific set of action potentials (APs) arising on the surface of several cells. By selecting APs on a group of cells, a track of events is created, the image of which is stored in BSs. Such an image as a mathematical object is isomorphic to a model of track events on a neural network. This phenomenon, established by Sechenov and Pavlov, launches the processes of searching for associative images that perform the functions of constructing a response – the reaction of a neural system to a similar group of APs.

Tracks of propagation of APs on a network of neurons create a transmitter image. According to the theory of neurophysiology, there are images created at the birth of an organism, as well as images formed in the process of vital activity. It is natural to believe that the images created by Nature are specific to each organism type. This concept is constantly supplemented by new results of numerous studies in the field of genetics. The constant renewal of the cellular populations of the body results in a modification of the neural network that generates neurotransmitter images. This is how the body adapts to the environment, and at the same time, the learning process is carried out, in the broad sense of understanding this term.

Developing these ideas, the scientific community has formed a thesis about the complex structural organization of many physiological processes in living organisms. These ideas are generalized in the concept of a dissipative system that is able to maintain a set of stable states. A low level of variability of functional states in living organisms is supported by a set of control signals – neurotransmitter images.

In terms of biophysics, the state of a living organism is characterized by a set of physiological processes. The mathematical model of any physiological process is compared to the image. Each organism type has a unique set of physiological processes. Taking this into account, it becomes clear that there is a need for a variety of Natural images for different physiological processes. It is due to the presence of a set of reference images that a series of reactions of the body to activating and inhibitory factors that contribute to the formation of a stable state, known as the law of homeostasis, is created. At the same time, the presence of Natural regulators of the functional state of the organism is explained by the long evolutionary development of each species with a unique genetic code.

The genetic code is a format for recording unique processes in the body, some of which act constantly, and the other part works in strictly defined periods of life. As an illustration, examples can be given: the age period of growth of BSs, skeletal limbs, teeth, or temperature regulation of the body surface in humans. These are regulatory program modules of the organism, which are activated in the presence of genetic associative patterns. The group of associative images of the regulation of the body's functional state is variable when the environmental conditions change. This thesis can be considered in the field of concepts of modern computer technology and intelligent systems. Note the presence of software products in the computer that have different functional descriptions of the action. For practical tasks solved using a computer, it is important to have memory blocks: long-term and random access memory (RAM). Long-term memory is characterized by random access, in which the act of requesting requires specifying the address of a memory cell. Associated computer memory (ACP) is created subject to the presence of a rule of reference, which is often specified in the format of a word or image. In this case, a successful search query in ACP implements a selection of several word forms or images that have common indicators. In the absence of an associated request image in the ACP structure, the "refusal" procedure is implemented.

It should be noted that the organization of storing and searching associated images on a computer is difficult to implement and requires special high-cost hardware modules. For each field of concepts and definitions of a process or phenomenon, it is required to create a specific image of requests implemented on a unique electronic block.

The execution of the procedure for searching for an associative image from an available set requires a formalized rule. The presence of such an algorithm makes it possible to create a group of objects with a unique signal image. In such a generalized image of a group, the order of enumeration of objects is not important. This concept corresponds to a strict definition of associativity in terms of mathematics.

As an illustration, consider an identity in which there is no indication of the order of enumeration of objects:

$$(a + b) + c = a + (b + c) = a + b + c.$$

Let us supplement this concept with examples of texts. Assume the existence of a rule for creating an image of a literary work executed in terms and definitions of computational topology. Also, assume that the numerical values of individual signs, which naturally form a set of word forms according to the author's plan, are considered as parameters of the associative image model.

A set of word forms is created in the basis of the selected alphabet. The creative process of creating a set of word forms is carried out by a reasonable object created by Nature. A human as a creative synthesizer of scientific and literary sets of word forms creates an iconic array of data. A similar process is observed when Nature creates living organisms, but from a set of nucleotides. Such a process is unique – it has a genetic code of the organism type. The genetic code of the organism is represented by a symbolic array and is installed by Nature.

The distinct closeness of the introduced concepts can be demonstrated by the example of literary creativity. It is obvious that literary works similar in format are associatively perceived as elements of the same group. Associative perception is created by BSs. Indeed, it can be assumed that the neurotransmitter model forms an idea of the kinship of the presentation forms of some of the author's ideas. In the mathematical model of the pragmatic process of recognizing the presence of associativity principles in a group of objects or elements, one can highlight the concept of a basic structure. This is important because to consider the issues of creating a group of associated objects, it is required to identify significant features that demonstrate a difference from the basic image.

The basic mathematical model of the associative image is represented in the form of the trochoid equation, as a special case of a cycloid. It will be assumed that Rand d characterize the number of characters (n) of the created image:

$$x(t) = R - d\operatorname{Sin}(t); \ y(t) = R - d\operatorname{Cos}(t), \tag{1}$$

where *R* is the power of a set of elements; *d* is the power of a subset of elements ($d \in R$); *t* is the event sweep parameter in the interval 2π .

Highlighting the concept of a subset in the model declares the possibility of creating related associative images. In this context of defining associativity, consider the ratio of the parameters R and d at which all available images are equivalent.

Let us create a basic image (Figure 1). For certainty, let us put R = d = 50. This condition, in terms of the trochoid model, declares the presence of a field of the same type of elements, which has a high entropy index. A trochoid as a cyclic image is created on the basis of a circle. The basic image created on the same type of elements according to expression (1) is represented as a half-circle [2]. The perimeter of the L_p image is determined by the ratio $L_p = 8R$, and the radius r of the circle by the expression:

r

$$=\frac{\left(\frac{L}{2}\right)^2 + H^2}{2H},$$
 (2)

where *L* is the size of the image base on the *X* coordinate; *H* is the maximum size of the image on the *Y* coordinate.



Naturally, the image can be scaled taking into account the real indicators of *R* and *r*. So, for example, under the condition P = d = 50; $t = (0 \div 2\pi)$, we have: L = 314.16; H = 100; r = 173.37. The calculated numerical indicators $x_i(t)$ in $y_i(t)$ can be saved in the form of arrays $X(t_i)$ and $Y(t_i)$. Assume that $(x_i(t) \in X(t_i); y_i(t) \in Y(t_i))$.

Obviously, under the condition d < R, the subset is positioned selectively. Keeping R = const, and setting an individual numerical indicator d_i for the indicator d, the track of events is reproduced in the model at an interval of 2π . By establishing a rule for the allocation of individual numerical indicators d_i , a partial or complete image is created on a subset d, for example, of a literary work arbitrarily selected from an information resource [3].

This principle of image synthesis can be reproduced on a set of nucleotides characterizing the genome of the selected organism. The NCBI information resource [4] contains a large number of sets of genomes of various organisms, including viruses.

The concepts introduced make it possible to implement computational procedures for creating neurotransmitter images using the trochoid equation. Let us consider the process of creating a neurotransmitter image by the example of poetry – Alexander Blok's "Aviator" [3]. Let us highlight the initial lines of the poem.

> Летун отпущен на свободу. Качнув две лопасти свои, Как чудище морское в воду, Скользнул в воздушные струи.

Его винты поют, как струны... Смотри: недрогнувший пилот К слепому солнцу над трибуной Стремит свой винтовой полет...

Let us arbitrarily choose a sign set: " π ", "e", "a", "c". and determine the numerical indicators of the sign set for a complete literary work in Russian (Table 1). Let us create an image of a literary work (Figure 2a) using the expression (1), R = const, $d = (d_1 = l, d_2 = e, d_3 = a, d_4 = c)$. The number of characters is determined by the text in Russian.

Parameters	A. Block "Aviator"	V. Bryusov "In the Spring"	A. Chekhov "Living Chronology"	
Full number of characters, R	1314	793 471		
Number of characters:				
"л", d1	52	34	184	
"e", <i>d</i> ₂	87	61	327	
"a", <i>d</i> ₃	65	43	342	
"c", <i>d</i> ₄	48	34	152	

TABLE 1. Numerical Indicators of the Text





Information Technologies and Telecommunication

Let us consider another text – a poetic work by Valery Bryusov "In the Spring" [3]. Let us reproduce the initial fragment of the work and determine the numerical indicators of the sign set for a complete literary work and present it in Table 1 and Figure 2b.

> Не в первый раз твои поля Обозреваю я, Россия; Чернеет взрытая земля, Дрожат, клонясь, овсы тугие И, тихо листья шевеля, Берез извилины родные.

Вот косогор, а вот река, За лесом – вышка колокольни; Даль беспредельно широка, Простор лугов, что шаг, раздольней; Плывут неспешно облака Так высоко над жизнью дольней.

Let us create a simple literary text. Let us create an image of a literary work in which there is no poetic rhyme. Consider the prose: Anton Chekhov's short story "Living Chronology" [3]. Let us highlight the initial lines of the literary work. Let us determine the numerical indicators of the sign set for a complete literary work and present it in Table 1 and Figure 2c. Let us create an image of a literary work () using the expression (1), R = const, $d = (d_1 = l, d_2 = e, d_3 = a, d_4 = c)$. The number of characters is determined by the text in Russian.

Let us consider two theses. First, the collection of created images of literary works demonstrates the presence of the author's style of using word forms created on the basis of four letters. It can be confidently assumed that with an increase in the number of signs used in the construction of the image of a literary work, the author's style of creativity will clearly manifest itself. This remark correlates well with the postulate about increasing the size of the information description of a process or object: the more indicators of an object are allocated, the higher the level of identification.

Second, the analysis of literary works having different presentation forms, using the same model, reproduces typical topological tracks of events with different metric indicators on the plane.

The considered judgments about the analysis of literary works should be correlated with the process of human creativity, which is naturally identified with the object of Nature. Such an object demonstrating the ability to carry out independent creative processes is certainly unique.

At the same time, it should be recognized that Nature itself reproduces the processes of creativity by creating and supporting the evolution of living forms of matter. The basis in such processes is the genome of a living organism, recorded in every living cell. Two structures are distinguished here as basic forms: deoxyribonucleic acid (DNA) and ribonucleic acid (RNA), which are contained in the cells of all living organisms. Each DNA or RNA molecule is assembled from smaller simple compounds – nucleotides: adenine (A), guanine (G), cytosine (C), and thymine (T).

The simplest form of life is represented by viruses. A virus is a small particle of matter. The virus, as a molecular formation based on DNA or RNA, is located in a protein envelope (capsid). Viral particles are capable of infecting living organisms, which generates the problem of recognizing individual strains and creating disinfection procedures. The pragmatics of solving this problem is created in the field of concepts of computer data analysis.

The hereditary material of the virus is presented in a set of nucleotides. A large amount of genetic material of different viruses is posted on the NCBI information resource [4]. One can say that the material of Nature's creativity created on a set of nucleotides is instrumentally read and placed in a special text format. It is obvious that the comparison of the creative process of man and Nature can be carried out by means of modeling. A natural and essential requirement in this process of model matching is isomorphism, which manifests itself in the unity of metrological procedures for registering initial data and constructing an image.

In Nature, there are viruses with the RNA and DNA genomes. Consider coronavirus 2 Cov-19/Japan/SZ-NIG-4-C818/2022 RNA, complete genome.

LOCUS BS002432 29805 bp linear RNA [5]. Let us look at the fragment represented by a set of signs – nucleotides: adenine "a", guanine "g", cytosine "c", thymine "t".

1 ggtttatacc ttcccggta acaaaccaac caactttcga tctcttgtag atctgttctc 61 taaacgaact ttaaatctg tgtggctgtc actcggctgc atgcttagtg cactcacgca

121 gtataattaa taacaatta ctgtcgttga caggacacga gtaactcgtc tatcttctgc 181 aggetgetta eggttegte egtgttgeag eegateatea geacatetag gtttgteeg 241 ggtgtgaceg aaagtaaga tggagageet tgteetggt tteaaegaga aaacacaegt 301 ceaacteagt ttgetgttt tacaggtteg egaegtgete gtaegtgget ttggagacet 361 egtggaggag gtetateag aggeaegtea acatettaa gatggeaett gtggettagt

Let us determine the numerical indicators on the entire genome array for each sign. The results are presented in Table 2. Let us create an image of the virus (Figure 3a) using the expression (1), R = const, $d = (d_1 = G, d_2 = T, d_3 = C, d_4 = A)$.

Consider a fragment of another virus strain [6]: coronavirus 2 HCoV-19/Japan/SZ-N-4-C940/2022 RNA, complete genome

LOCUS BS002446 29809 bp linear RNA. The fragment is represented by the same set.

1 gattaagtg aatagettgg etateteaet teeceegtt etetgeaga aetttgattt 61 taacgaaett aaataaaage eetgttgttt agegtattgt tgeettgte tggtgggatt 121 gtggeattaa tttgeetget eatetaggea gtggaeatat getaaeaet gggtataatt 181 etaattgaat aetatttte agttagageg tegtgtetet tgtegtete ggteaeaata 241 eaeggttteg teeggtgegt ggeaattegg ggeaeateat gtettegtg getggtgtga 301 eegegeaagg tgeegggt aegtategag eagegeteaa ettgaaaa eateaagaee 361 atgtgtetet aaetgtgeea etetgtggtt eaggaaaeet ggtgaaaa ettteaeea

Let us determine the numerical indicators on the entire genome array for each sign. The results are presented in Table 2 and Figure 3b.

Taking into account that the presented images were created on etiologically similar material and almost simultaneously, one can note a slight discrepancy in the tracks of the image (Figures 3a and 3b). Let us complete these representations. From an evolutionary point of view, it is of interest to consider the coronavirus of the past years. For example, coronavirus 2c England-Qatar/2012, complete genome [7].

LOCUS KC667074 30112 bp linear RNA. Consider the fragment.

1 gattaagtg aatagettgg etateteaet teeecegtt etetgeaga aetttgattt 61 taaegaaett aaataaaage eetgttgttt agegtattgt tgeettget tggtgggatt 121 gtggeattaa tttgeetget eatetaggea gtggaeatat getaaeaet gggtataatt 181 etaattgaat aetattttte agttagageg tegtgtetet tgtegtete ggteaeaata 241 eeeggtteg teeggtgegt ggeaattegg ggeaeateat gtettegtg getggtgta

301 ccgcgcaagg tgcgcgggt acgtatcgag cagcgctcaa cttgaaaa catcaagacc

361 atgtgtctct aactgtgcca ctctgtggtt caggaaacct ggtgaaaa ctttcaccat

Let us determine the numerical indicators on the entire genome array for each sign. The results are presented in Table 2 and Figure 3c. The image of the KC 667074 virus strain, sample 2012, has differences from previous versions of the strains. However, in general, the image of the virus strain has not changed. This is a good sign of the adequacy of the model.

Parameters	Coronavirus 2 (SZ-NIG-4-C81	Cov-19/Japan/ 8/2022 RNA	Coronavirus 2c England- Qatar/2012	Virus Sulfolobus islandicus 1, 2021					
	LOCUS BS002432	LOCUS BS002446	LOCUS KC667074	LOCUS NC004087					
Full number of characters, R	29805	29809	30,112	32308					
Number of characters:									
"g", d ₁	5955	5883	6380	4179					
" <i>t</i> ", <i>d</i> ₂	9490	9553	9675	11563					
" <i>c</i> ", <i>d</i> ₃	5571	5590	6166	4158					
" <i>a</i> ", <i>d</i> ₄	8789 8783		7891	12408					

TABLE 2. Numerical Indicators of the Genome



Fig. 3. Image of the BS002432 Virus (a), BS002446 Virus (b), KC667074 Virus (c), NC004087 Virus (d)

Now let us turn to the consideration of DNA-based viruses [8]. Consider the rod-shaped *virus Sulfolobus islandicus 1, 2021*, the complete genome. The virus belongs to the Rudiviridae family and is distributed in hydrothermal environments.

1 ttgtagagca gtaagaaggt attgggagtt tttttcattt ttgcgtaaa tttcgcaact

61 aatgagataa attggaaatt ccaatttttt tcgttttttt cgttttttc gcaccaaagt

121 taataaattg aaaatteeta aatteetaaa tteeaattat tetteattt tgegtaattt

181 tcgaaataaa gttaataaat tggaagttcc taaattccaa ttattctac accttgtaaa

241 attattccaa caaattaata aaattggaaa ttcctaagtt cctaattcc aataaattct

301 acatettgga aatttattae aaaaagttaa taaaattgta aateeaaaa tteeaattaa

 $361\ ttg tacatct\ tg gaaa atta\ ttccaattag\ ttatg taa at\ tg gaattac\ aa aattccaa$

LOCUS NC004087 32308 bp linear DNA. Consider the fragment. Let us determine the numerical indicators on the entire genome array for each sign. The results are presented in Table 2 and Figure 3d. There is also a general pattern of creating tracks, but at the same time, there are differences. The differences are manifested in the clarity of the allocation of two tracks for two groups of T-A and C-G nucleotides. The pattern of detecting two groups of nucleotides isolated by means of the model corresponds to the Chargaff's rule (1951) [9]. It has been established that four types of nitrogenous bases are found in DNA: adenine, guanine, thymine, and cytosine [10]. The nitrogenous bases of one of the chains are connected to the nitrogenous bases of the

other chain by hydrogen bonds according to the principle of complementarity: adenine connects only with thymine (A-T), guanine – only with cytosine (G-C). It is these pairs that make up the "rungs" of the spiral "ladder" of DNA. It should be noted that this property of the nucleotide DNA chain, in terms of modern research, is found only in a series of numerous statistical analysis procedures.

The presence in the mathematical model represented by the expression (1) of two parameters: R and d, declaring the presence of the conjugacy property of sets, is adequate to the concept of complementarity in genetics. An illustration of this concept is presented in Figure 4, where the paired combination of nucleotides on two event lines is a natural process in the synthesis of cell populations.



Fig. 4. Scheme of Nucleotide Combination According to Chargaff
The long-discovered effect of paired conjugation of nucleotides in modern research is considered an illustration of a little-studied natural scenario for creating a living organism. Naturally, the use of a mathematical model with two conjugate parameters correlated in biosynthesis with the tracks *T*-*A* and *C*-*G* declares the possibility of a formal study of DNA structures in different types of organisms. Taking this into account, let us create a formal procedure for evaluating the conjugacy of the coordinates of the event sweep track.

The expression is represented as:

$$Q = \frac{\sqrt{(x_i - y_i)^2}}{\rho},$$
 (3)

where $\rho = 10,000$ is the scale factor; $Q = (0 \div \infty)$ is the conjugation index.

Let us clarify the concept of conjugation in the nucleotide chain of events. Let us keep the initial conditions R = 50 = d and the numerical indices of the arrays $X(t_i)$ and $Y(t_i)$ obtained during the construction of the base image (Figure 1). It is obvious that for $|(X(t_i) - Y(t_i))| \approx 0$, the exponent $Q \rightarrow \infty$ is the dimension of the exponent Q(radians). By expression (3), one can calculate the conjugation index Q and create an image of the scan of the events for the base image at an interval of 2π , equal to approximately 43 iterations (Figure 5). Obviously, for p = const and any values of R = d, a tautochrone curve is obtained, which has a "short descent" profile.



Fig. 5. The Basic Image of the Indicator *Q*

Indeed, this judgment is fair and has the logical meaning of an information package. For biosynthesis problems, it is difficult to maintain mathematical equality of the number of nucleotides over a very long-time interval. That is why complex, but compact in length sets (nucleotides) of events are found in Nature. On average, a typical set of genes is about 30–35 thousand elements. At the same time, chromosomes, as larger objects of synthesis, can contain tens of millions of elements.

This thesis can also be applied to literary works. Having a certain quantitative indicator of signs in the text, a literary work is characterized by an indicator of conjugation. It can be said that a very large number of signs – word forms reduces the value of the indicator of the combination of chapters, paragraphs, and subsections of a literary work. It makes it difficult to form a logically connected chain of events described in a literary work.

In other words, it is possible to allow redundancy of the text, but this will reduce the semantic significance of individual fragments of the information array of signs (text). In order to maintain a significant level of conjugation in literature, the rule of dividing a literary work into chapters or sections is used. In living nature, this rule is implemented in the genome of an organism, which is represented by a set of chromosomes.

Let us consider the established concepts by the example of the previously presented texts. Let us create an image of the indicator of paired conjugation of events for the literary work by Alexander Blok "Aviator". It is poetry. Let us numerical indicators of arrays $X(t_i)$ and $Y(t_i)$. Calculate the conjugation index Q by expression (3). Create a graphical image (Figure 6).



Let us carry out similar constructions for Anton Chekhov's literary work "Living Chronology". It is prose. Let us use numerical indicators of arrays $X(t_i)$ and $Y(t_i)$. Calculate the conjugation index Q by expression (3). Create a graphical image (Figure 7).



Fig. 7. The Image of the Indicator *Q* for the Work by A. Chekhov "Living Chronology"

The visual comparison of the images in Figures 6 and 7 demonstrates the difference: the *Q* index is higher in

the first case. At the same time, there is a similarity: the minimum point is at the 7th iteration. Let us create a general judgment in which it is stated that relatively simple comparisons of images of conjugation indicators make it possible to detect differences in literary works. At the same time, it should be noted that the general appearance of images of different literary works remains the same.

Formally, the result obtained allows declaring the presence of a general form of the image of the indicator of the conjugation of literary works, but with an individually expressed set of tracks. It can be said that regardless of the genre of a literary work, a typical image is created in which the ranking of signs (letters) is observed. Let us write this judgment as an axiom.

Let us build an image of the conjugation index for genomes, using previously obtained data for a couple of viruses:

1) Coronavirus 2 HCoV-19/Japan/SZ-NIG-4-C818/2022 full genome LOCUS BS002432 29805 bp linear RNA;

2) Rod-shaped virus Sulfolobus islandicus 1, 2021, full genome LOCUS NC004087 32308 bp linear DNA.

In the calculations, numerical indicators of arrays $X(t_i)$ and $Y(t_i)$ will be used. Let us calculate the paired exponent Q of the conjugation by expression (3). Let us create a graphical image (Figure 8).



Fig. 8. Image of the Q Indicator for LOCUS BS002432/2022

By analogy, let us use numerical indicators of arrays $X(t_i)$ and $Y(t_i)$ for the rod-shaped virus. Let us calculate the paired conjugation index by expression (3). An illustration of the performed procedures is shown in Figure 9. A comparative visual analysis of the images presented in Figures 8 and 9 indicates a mismatch of the nucleotide tracks. There is also an intersection point, which indicates a "plexus" of nucleotide tracks. The presence of these features makes it possible to identify the genomes of organisms. Using thematic methods for analyzing images of various representatives of the living world, it is possible to establish evolutionary similarities.

The systematization of scientific knowledge presented by different sections of modern science about Natural processes creates the basis for establishing phenological patterns. Computer modeling makes it possible to determine the similarity of processes, objects, and events with different etymological characteristics. This is clearly seen when comparing different images as objects of creativity. The basis for computer modeling is information resources that allow creating unique rules for analyzing different processes.

Postulating the existence of various creative processes in society, it is possible to distinguish a literary genre. The process of creating a literary work performed by a human is based on the possibility of using a set of symbols that generate word forms. In practice, using many different word forms, a unique text field of a literary work is created. Despite the possibility of repeating signs and word forms on the text field, each individual literary work is unique. The concept of uniqueness is established using a topological model that initializes the creation of a computer neurotransmitter image.



Fig. 9. Image of the Q Indicator for LOCUS NC004087/2021

The image structure reproduces a set of tracks that characterize the dynamics of changing elements of the text in question. It is noted that the manifestation of the compactness of the neurotransmitter image is characteristic of literary works. All the elements of the text array accepted for consideration form dense trochoid constructions. Similar constructions are observed in the creations of Nature – in the genome of living organisms. This allows declaring the existence of general principles of creativity.

The declaration of this judgment is based on the results of comparing transmitter images of different literary works and some genomes. This judgment is plausible because the additive composition of signs is considered both in the text field and in the field of genes of living organisms. The sequential allocation of individual signs, both for literature and for genetics, creates the concept of the unfolding of events. The compactness of the process of turning events in literary creativity is supported by the presence of a large number of signs and their numerous combinations. To organize a similar process in Nature, four nucleotides are used, which create less compact forms. This property of natural synthesis of living organisms is extremely important in evolutionary development. A smaller manifestation of compactness in the image of the conjugation index for living organisms makes it possible to adapt to different habitats.

This intuitive and well-explained judgment has strict rules for the formation of a mathematical concept. In terms of the general theory of topology, the com-pastness of an arbitrary data set is considered in terms of a closed and bounded space. Formally, this means that the selected data set is represented by a continuous series of values without missing any elements. An additional condition is the presence of a starting and finishing element or a group of elements in the data set.

These conditions, declaring the presence of compactness of both the literary work and the genome of a living organism, are clearly manifested in the analysis of a set of word forms and the genome.

Indeed, there are three parts in a literary work: the prologue (the beginning), the climax and the epilogue (the final part). Similarly, for the genome of a living organism, it is allocated. The first stage is the beginning, when DNA syn-thesis is initiated, which requires short (10-200 nucleotides) RNA sequences that perform the functions of primers (primers). Next, a series of procedures for the synthesis of the complete genome of the organism is carried out, which ends with the creation of the "finishing block" - the telomere.

The compactness of the data set is reproduced on a large theoretically developed material of mathematical theorems, computational topology. It is the mathematical definition of compactness that reproduces the exact and complete concept of compactness, created on the condition of "closure" and "limitation". In this sense, almost any literary production is unique, if only because it does not have an infinite number of elements (word forms) and has a "finishing block" of the narrative. In addition, in a literary work, individual parts are additions to the main set of word forms.

In this understanding, the genotype of a living organism is characterized by compactness, in which separate "information blocks" - chromosomes are clearly distinguished. The chromosome set for different living organisms has variability, which naturally contributes to the long-term preservation of the species in evolutionary development.

The use of computer technologies for modeling graphic images, in the field of concepts of mathematics and genetics, allows discovering the systemic principles of creativity, the foundations of which are always correlated with living objects of Nature.

References

1. Simonyan R.Z. *History of Medicine: from the Time of Primitive Society to the Present*. Cheboksary: Sreda Publ.; 2021. 308 p. (in Russ.)

2. Makarov L.M. Information entropy. *Collection of scientific articles LXVII International correspondence scientific and practical conference on International scientific review of problems and prospects of modern science and education, 18–19 February 2020, Boston, USA.* Problems and science; 2020. p.7–12. (in Russ.) DOI:10.24411/2542-0798-2020-16702

3. Russian classical literature. (in Russ.) Available from: https://lit-classic.ru/index.php?fid=1&sid=58&tid=6836 (дата обращения 06.05.2022)

4. National Center for Biotechnology Information. Genome Data Viewer. Available from: https://www.ncbi.nlm.nih.gov/genome/gdv [Accessed 06th May 2022]

5. *National Center for Biotechnology Information*. Severe acute respiratory syndrome coronavirus 2 hCoV-19/Japan/SZ-NIG-4-C818/2022 RNA, complete genome. Available from: https://www.ncbi.nlm.nih.gov/nuccore/BS002432.1 [Accessed 06th May 2022]

6. *National Center for Biotechnology Information*. Severe acute respiratory syndrome coronavirus 2 hCoV-19/Japan/SZ-NIG-4-C940/2022 RNA, complete genome. Available from: https://www.ncbi.nlm.nih.gov/nuccore/BS002446.1 [Accessed 06th May 2022]

7. National Center for Biotechnology Information. Human betacoronavirus 2c England-Qatar/2012, complete genome. Available from: https://www.ncbi.nlm.nih.gov/nuccore/KC667074.1 [Accessed 06th May 2022]

8. *National Center for Biotechnology Information*. Sulfolobus islandicus rod-shaped virus 1, complete genome. Available from: https://www.ncbi.nlm.nih.gov/nuccore/NC_004087.1 [Accessed 06th May 2022]

9. *Cyber Lesson*. The Chergaff Rule. (in Russ.) Available from: https://cyberlesson.ru/pravilo-chargaffa-dlja-dnk [Accessed 06th May 2022]

10. Agadzhanyan A.V., Fuchich A.F., Tskhovrebova L.V., Lazan-Turchich R.I. *Medical Genetics in Illustrations and Tables*. Moscow: Practical medicine Publ.; 2022. 504 p. (in Russ.)

11. Makarov L.M., Pozdnyakov A.V. Fractal coronavirus genome image covid-19. *Collection of scientific articles LXIX International correspondence scientific and practical conference on International scientific review of problems and prospects of modern science and education, 22–23 April 2020, Boston, USA*. Problems and science; 2020. p.6–10. (in Russ.) DOI:10.24411/2542-0798-2020-16902

Список источников

1. Симонян Р.З. История медицины: со времен первобытного общества до настоящего времени: учебное пособие. Чебоксары: Издательский дом «Среда», 2021. 308 с.

2. Макаров Л.М. Информационная энтропия // Collection of scientific articles LXVII International correspondence scientific and practical conference on International scientific review of problems and prospects of modern science and education (Boston, USA, 18–19 February 2020). Problems and science, 2020. C. 7–12 DOI:10.24411/2542-0798-2020-16702 3. Russian classical literature. (in Russ.) Available from: https://lit-classic.ru/index.php?fid=1&sid=58&tid=6836 (дата обращения 06.05.2022)

4. Genome Data Viewer // National Center for Biotechnology Information. URL: https://www.ncbi.nlm.nih.gov/genome/gdv (дата обращения 06.05.2022)

5. Severe acute respiratory syndrome coronavirus 2 hCoV-19/Japan/SZ-NIG-4-C818/2022 RNA, complete genome // National Center for Biotechnology Information. URL: https://www.ncbi.nlm.nih.gov/nuccore/BS002432.1 (дата обращения 06.05.2022)

6. Severe acute respiratory syndrome coronavirus 2 hCoV-19/Japan/SZ-NIG-4-C940/2022 RNA, complete genome // National Center for Biotechnology Information. URL: https://www.ncbi.nlm.nih.gov/nuccore/BS002446.1 (дата обращения 06.05.2022)

7. Human betacoronavirus 2c England-Qatar/2012, complete genome // National Center for Biotechnology Information. URL: https://www.ncbi.nlm.nih.gov/nuccore/KC667074.1 (дата обращения 06.05.2022)

8. Sulfolobus islandicus rod-shaped virus 1, complete genome // National Center for Biotechnology Information. URL: https://www.ncbi.nlm.nih.gov/nuccore/NC_004087.1 (дата обращения 06.05.2022)

9. Правило Чаргаффа для ДНК и РНК // Cyber Lesson. URL: https://cyberlesson.ru/pravilo-chargaffa-dlja-dnk (дата обращения 06.05.2022)

10. Агаджанян А.В., Фучич А.Ф., Цховребова Л.В., Лазан-Турчич Р.И. Медицинская генетика в иллюстрациях и таблицах: учебное пособие. М.: Практическая медицина, 2022. 504 с.

11. Макаров Л.М., Поздняков А.В. Фрактальный образ генома коронавируса covid-19 // Collection of scientific articles LXIX International correspondence scientific and practical conference on International scientific review of problems and prospects of modern science and education, Boston, USA, 22–23 April 2020. Problems and science, 2020. C. 6–10. DOI:10.24411/2542-0798-2020-16902

Статья поступила в редакцию 14.03.2022; одобрена после рецензирования 26.04.2022; принята к публикации 05.05.2022.

The article was submitted 14.03.2022; approved after reviewing 26.04.2022; accepted for publication 05.05.2022.

Информация об авторах:

МАКАРОВ Леонид Михайлович кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры интеллектуальных систем автоматизации и управления Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича bhttps://orcid.org/0000-0002-6120-1194

ПОЗДНЯКОВ Александр Владимирович доктор медицинских наук, профессор, заведующий отделением лучевой диагностики, заведующий кафедрой медицинской биофизики Санкт-Петербургского государственного педиатрического медицинского университета

https://orcid.org/0000-0003-2817-0987

Научная статья УДК 51-78 DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-76-81

CC BY 4.0

Some New Mathematical Models of Synthesized Sound Signals

[©] Gleb Rogozinsky^{1⊠}, gleb.rogozinsky@gmail.com

Michael Chesnokov², chesnokov.inc@gmai.com

Alexandra Kutlyiarova³, mr.echelon17@gmail.com

 $^{1}\mathrm{The}$ Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications,

St. Petersburg, 193232, Russian Federation

²Technological Center «YAFI»,

St. Petersburg, 194223, Russian Federation

³Saint Petersburg State Institute of Film and Television,

St. Petersburg, 191119, Russian Federation

Abstract: Modern sound synthesis systems make it possible to implement various signal generation algorithms of higher complexity. The theory of sound synthesis actively uses the mathematical apparatus of analog and digital radio engineering and signal processing, however, it should be noted that the classical signal models used in acoustics are not adequate to real-world synthesized signals, mainly due to the significant complexity of the latter. This article presents some models of synthesized signals typical for practical use.

Keywords: sound synthesis systems, mathematical models, additive synthesis, subtractive synthesis, frequency modulation, granular synthesis, sound objects, Csound language, computer music

For citation: Rogozinsky G., Chesnokov M., Kutlyiarova A. Some New Mathematical Models of Synthesized Sound Signals. *Proc. of Telecom. Universities.* 2022;8(2):76–81. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-76-81

Несколько новых математических моделей синтезированных звуковых сигналов

© Глеб Гендрихович Рогозинский^{1⊠}, gleb.rogozinsky@gmail.com

В Михаил Александрович Чесноков², chesnokov.inc@gmai.com

💿 Александра Александровна Кутлыярова³, mr.echelon17@gmail.com

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

²НТЦ «ЯФИ»,

Санкт-Петербург, 194223, Российская Федерация

³Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения,

Санкт-Петербург, 19119, Российская Федерация

Аннотация: Современные системы синтеза звука позволяют реализовать в значительной мере сложные алгоритмы генерации сигналов. Теория синтеза звука активно использует математический аппарат аналоговой и цифровой радиотехники и обработки сигналов, однако следует отметить, что классические модели сигналов, применяемые в акустике, не являются адекватными реальным синтезированным сигналам, главным образом, в силу значительной сложности последних. В данной статье представлены модели реальных синтезированных сигналов, характерных для практического использования. Ключевые слова: системы синтеза звука, математические модели, аддитивный синтез, субтрактивный синтез, частотная модуляция, гранулярный синтез, звуковые объекты, язык Csound, компьютерная музыка

Ссылка для цитирования: Рогозинский Г.Г., Чесноков М.А., Кутлыярова А.А. Несколько новых математических моделей синтезированных звуковых сигналов // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2. С. 76–81. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-76-81

Introduction

The very first sound synthesis systems began to appear in the second half of the 20th century. To date, there is a significant amount of methodological information about the programming of synthesizers and the implementation of various classes of sound objects on their basis. The specificity of using synthesizers determines, first of all, practical methods. At the same time, the need to improve sound synthesis algorithms and the development of new approaches require a theoretical approach to modeling. The theory of sound synthesis actively uses the mathematical apparatus of analog and digital radio engineering and signal processing. However, one should note that classical signal models used in the radio engineering theory are not adequate to real synthesized signals, mainly due to the significant complexity of the latter. For example, consider frequency modulation synthesis (also known as FM synthesis). The classical radio-engineering model of a frequency-modulated signal assumes the presence of only one carrier frequency with only one modulating frequency. At the same time, a typical FM synthesis model operates with up to eight oscillators (or operators), between which one can have a number of interconnections; thus, it requires a much more complex description. Therefore, an urgent task for the development of the theory of sound synthesis is the application of a systematic approach, including to existing methods of synthesis.

The paper presents some new models of "classical" sound synthesis methods. These models possess a detailed mathematical view of synthesis algorithms.

A Brief Overview of Sound Synthesis Methods

Today there are several theoretical works devoted to sound synthesis, among which it is necessary to name the works by Manning [1], Chowning [2], Roads [3], Lazzarini et al. [4], Cook [5], and others. Certain questions of the wavelet theory can be attributed to the sound synthesis, for example, the work by Kudumakis and Sandler [6] and others. A rather complex mathematical apparatus can be found in the works by Ishutkin and Uvarov [7] devoted to the Hilbert-based modulation theory of sound. The most significant works on physical modeling are those by Smith III [8]. The additive and subtractive methods of sound synthesis are the basis for the classical theory; many publications on computer music describe their principles pretty well. The works by Chowning [2] and other authors are devoted to the synthesis based on frequency modulation. Roads [9] discloses numerous techniques of granular synthesis in detail in his monograph.

It should be noted that with the exception of physical modeling [8], other types of sound synthesis are poorly described in terms of mathematical models. Their modeling and implementation are often based on special programming languages, for example, Csound [4], and the established approach is the synthesizer operation algorithm in the form of a program code, which sometimes complicates the systematic approach.

The following section highlights four "classical" methods of sound synthesis and presents the corresponding models.

Additive Synthesis

In the simplest form, sound objects based on additive synthesis are the linear combination of harmonic signals of different amplitudes, frequencies, and initial phases:

$$S_{A_1}(t) = \sum_{i=1}^{N} \gamma_i \cdot \sin(\omega_i t + \phi_i), \qquad (1)$$

where γ_i – partial amplitude; ω_i – partial frequency; φ_i – the initial phase of the *i*-th partial.

In a practical case, e.g. Morphine (https://www.imageline.com/fl-studio-learning/fl-studio-online-manual/html/ plugins/Morphine.htm), each partial $\sin(\omega_i t + \phi_i)$ possesses its own amplitude envelope as a function of time $\gamma_i(t)$, also it can be a common envelope A(t) for the whole array of signals:

$$S_{A_2}(t) = A(t) \cdot \sum_{i=1}^{N} \gamma_i(t) \cdot \sin(\omega_i t + \phi_i).$$
 (2)

In a more general case, harmonic signals (1) and (2) can be substituted with other signals, localized around frequency ω_0 with $\Delta\omega$ spread in the frequency domain, e. g. narrow-banded noise $\Gamma(t) * h_i(\omega_0, \Delta\omega), h_i(\omega_0, \Delta\omega)$ – impulse response of a band-pass filter, which forms the corresponding *i*-th band; $\Gamma(t)$ – arbitrary signal from L^2 : supp $\Gamma(\omega) > \Delta\omega, \omega_0 \in \text{supp } \Gamma(\omega)$.

Thus, one can re-write (2) as follows:

$$S_{A_3}(t) = A(t) \cdot \sum_{i=1}^{N} \gamma_i(t) \cdot [\Gamma(t) * h_i(\omega_0, \Delta \omega)].$$
(3)

One should also take into account the important role of modulation (in the sense of parameter chang-

ing over time) of various parameters of the sound synthesis algorithm:

$$S_{A_4}(t) = A(t) \cdot \sum_{i=1}^{N} \gamma_i(t) \times \left[\Gamma(t) * h_i \left(\omega_{0,i}(t), \Delta \omega_i(t) \right) \right].$$
(4)

The hardware implementation of additive synthesis is complicated by the complexity of the interface of the corresponding device or virtual plug-in (for 100 partials with individual ADSR-type envelopes, at least 400 controllers are required). The software models are easy to implement, but still difficult to manage. The solutions are either a macro parametric approach, e.g. management of groups of parameters through one control element, or a graphical method (as in the famous Russian ANS synthesizer). Figure 1 gives a waveform and a spectrogram of 60 secs of rendered audio (normalized to -1.0 dB).

The realization of (4), coded in Csound, is given below. For the sake of space, we restrict the synthesizer code to only three additive components.

```
opcode Voice, a, aik ; UDO definition for one of Additive Synth's voice
           aIn, iF0, kM xin
                             ; inputs - audio signal, central frequency, mod level
           kEnv[] init 2
           kEnv[0] jspline 0.5,0.05,0.3 ; random envelope for amplitude
           kEnv[1] jspline 0.5,0.02,0.5
                                          ; random envelope for filter frequency
           kEnv += 0.5 ; DC shift for both envelopes
           kF = iF0 + kEnv[1] * kM; filter frequency modulation
           al butterbp aIn, kF , iF0*0.1 ; two stage Butterworth band-pass filtering
           al butterbp al, kF,iF0*0.1
           xout a1*kEnv[0] ; applying amplitude envelope & route to UDO out
     endop
     instr Additive Synth
           iF0[] fillarray 164.814, 195.998, 261.626 ; (E,G,C) pitch set in Hz
           kEnvA linenr 1, 2, 2,.01 ; overall synth envelope A(t)
           aOut[] init 3
           aNoise rand 1,2,1 ; white noise generator
           aOut[0] Voice aNoise, iF0[0], iF0[0]*.5
                                                    ; obtain three voices using UDO
           aOut[1] Voice aNoise, iF0[1], iF0[1]*.5
           aOut[2] Voice aNoise, iF0[2], iF0[2]*.5
           out (aOut[0]+aOut[1]+aOut[2])*kEnvA ; mixing and applying A(t)
     endin
  0
                         15
                                               30
                                                                      45
                                                                                            1.00
1,0
0,5
0.0
-0.5
-1,0
607
500-
400
300
200
100
```

Fig. 1. The Waveform (Top) and Spectrogram (Bottom) of the Sound Object Obtained Using Csound Realization of Additive Model (4)

Subtractive Synthesis

Obtained through the subtractive synthesis, sound objects can be modeled as a convolution of initial polyharmonic signal $S_n(t)$, or noise with a given probability function, and the impulse response of the filter h(t), also typically featuring the common envelope A(t). In most cases, the filter is the object of modulation M(t), especially its cut-off frequency ω_0 :

$$S_{A_5}(t) = A(t) \cdot S_n(t) * h(M(t) \cdot \omega_0).$$
(5)

Among the original polyharmonic signals, the most commonly used are (6–9):

Sawtooth signal with a limited number of harmonics up to the *N*-th harmonic (alias-free):

$$S_{\text{saw}}(t) = \sum_{k=1}^{N} \frac{\sin(k \cdot \omega_0 t)}{k}, \quad N \cdot \omega_0 < \frac{\omega_S}{2}, \quad (6)$$

Information Technologies and Telecommunication

where $\frac{\omega_S}{2}$ – Nyquist frequency (the half of the sampling frequency); ω_0 – fundamental frequency.

The array of detuned saws:

$$S_{nsaw}(t) = \sum_{m=1}^{L} \sum_{k=1}^{N} A_m \frac{\sin(k \cdot (\omega_0 + \Delta \omega_m)t)}{k},$$

$$N \cdot \omega_0 < \frac{\omega_s}{2}.$$
(7)

Square signal (pulse with 50% duty), band-limited:

$$S_{\rm sq}(t) = \sum_{k=0}^{N} \frac{\sin((2k+1) \cdot \omega_0 t)}{2k+1},$$

$$(2N+1) \cdot \omega_0 < \frac{\omega_s}{2}.$$
(8)

Triangle signal, band-limited:

$$S_{\rm tri}(t) = \sum_{k=0}^{N} \frac{\sin((2k+1) \cdot \omega_0 t)}{(2k+1)^2},$$

$$(2N+1) \cdot \omega_0 < \frac{\omega_s}{2}$$
(9)

The subtractive method of sound synthesis is the most common. This is due to its rather simplistic approach to control having just a small number of basic parameters and an intuitive representation of the signal changing results in the frequency domain. At the same time, subtractive synthesizers lack the flexibility to control individual components. Their timbres are often very recognizable and monotonous, or overused in music. The difference is achieved, in many ways, using different processing effects.

Frequency/Phase Modulation Synthesis (FM/PM Synthesis)

In contrast to the radio engineering understanding of frequency-modulated signals, sound synthesis systems based on frequency or phase modulation are characterized by cascades of several modulations and feedbacks (self-modulation). Though the original synthesis method is known as FM, most of its implementations are associated with phase modulation. Thus, w PM equations will be used below.

The unitary element of an FM sound synthesis system is the operator. Its mathematical model can be represented as:

$$S_{OP}(t) = A(t) \cdot \sin(\omega_0(t)t + S_M(t)), \qquad (10)$$

where A(t) – the amplitude envelope of the operator; ω_0 – the carrier of the operator; $S_M(t)$ – the frequency modulation function, which in practice can be arbitrary.

All the operators S_{OPi} are organized according to the connection algorithm, modeled with a square matrix X $(n \times n)$, in which a_{ij} – the modulation caused by operator *i* on operator *j*:

$$X = \begin{pmatrix} a_{11} & \dots & a_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & \cdots & a_{nn} \end{pmatrix}.$$
 (11)

The output may include various numbers of operators (from 1 to *n*).

$$S_{FM}(t) = \sum_{j=1}^{n} A_j(t) \sin\left(\omega_j(t)t + \sum_{i=1}^{n} a_{ij}S_i(t)\right).$$
 (12)

In the existing FM-based sound synthesis systems [11], the operator frequency is defined by the frequency ratio $R_j = \frac{\omega_j}{\omega_0}$, where ω_j – the carrier frequency of the *j*-th operator's, ω_0 – the active note frequency.

$$S_{FM}(t) = \sum_{j=1}^{n} A_j(t) \sin\left(R_j \cdot \omega_0(t)t + \sum_{i=1}^{n} a_{ij}S_i(t)\right)$$
(13)

FM-based synthesis produces complex timbres that usually combine both harmonic and inharmonic components. In this case, the spectral composition can vary significantly over time, depending on the envelopes of each operator. A disadvantage of FM synthesis is the complexity of programming timbres in view of the difficulty of representing the resulting spectra.

Granular Synthesis

Granular-based sound objects can be modeled as a composition of signals S, taken with a window function ω and probability Q:

$$S_G(t) = \sum_{k=0}^{N} Q(p(k)) \cdot \omega\left(\frac{t-kT}{\alpha}\right) \cdot S\left(\frac{t-kT-\tau}{\beta}\right), (14)$$

where $Q(p(k)) = \begin{cases} 1, p(k) \ge p_0 \\ 0, p(k) < p_0 \end{cases}$; α - window ω scale factor; β - signal *S* scale factor; τ - signal *S* transition factor.

Generally, the factors α , β , and τ can be random values for each time k, thus defined by the probability functions p_{α} , p_{β} and p_{τ} . In addition, one can introduce the grain amplitude A, also randomly variating with the probability function p_A :

$$S_{G}(t) = \sum_{k=0}^{N} Q\left(p_{Q}(k)\right) \cdot A\left(p_{A}(k)\right) \cdot \omega\left(\frac{t-kT}{\alpha\left(p_{\alpha}(k)\right)}\right) \times \\ \times S\left(\frac{t-kT-\tau\left(p_{\tau}(k)\right)}{\beta\left(p_{\beta}(k)\right)}\right).$$
(15)

The grain size rarely exceeds 200 ms [9], and it is not practical to manage a single granule. Therefore, a whole cloud of grains is controlled through a tuple of macro parameters:

$$G = \langle D(p_Q), A(p_A), \alpha(p_\alpha), \beta(p_\beta), \tau(p_\tau) \rangle.$$
(16)

Granular sound synthesis, on the one hand, is aimed at creating specific timbres formed by a combination of a large number of very short sounds, and on the other hand, it is a composition method that determines the position of various sound objects in time according to probabilistic laws. Granular synthesis is not designed to produce sound objects similar to the sounds of acoustic musical instruments (or electronic instruments that play a similar role) and is mainly used in various avant-garde composition techniques.

Table 1 presents a brief summary of the proposed models. The table uses the following abbreviations: E – the amplitude envelope set of parameters, e. g. <*A*, *D*, *S*, *R*> in most of the classical cases, *A* – attack time; *D* – decay time; *S* – sustain level, *R* – release time; *M* – modulation set, e. g. <*L*, *R*, *F*, *T*>, *L* – modulation level; *R* – modulation rate; *F* – modulation frequency; *T* – modulation waveform type; *F* – filter parameter set, e. g. <*C*, *R*, *T*>, *C* – filter cut-off frequency; *R* – filter resonance; *T* – filter type.

TABLE 1. Sound Synthesis Model Survey

Synthesis Method	N_1	$N_{ m mod}$	AN	NT
Additive	E + 3	2 <i>M</i>	Ε	$\begin{array}{l} K_A \cdot (E+3) \times \\ \times 2M + AE \end{array}$
Subtractive	6	М	2E + F	$K_{S} \cdot (6 \cdot M) + E + F$
FM	<i>E</i> + 2	2 <i>M</i>	Ε	$\begin{array}{c} K_{F^*}\left(E+2\right)\times\\ \times\ 2M+E \end{array}$
Granular (single)	5	3 <i>M</i>	Ε	$K_{G1} \cdot 15M + E$
Granular (cloud)	_	_	5 <i>M</i>	K_{G2} · 5 M

In Table 1, N_1 – the estimated max number of the model parameters per each element, i.e. oscillator, operator, etc.; N_{mod} – the estimated number of possible modulation parameters per each element; AN – estimated parameter increasing after mixing elements; NT – the estimated overall number of parameters.

Using the typical numeric values for given *E*, *M* and *F*, e.g. *E* = 4, *M* = 4, *F* = 3, one can estimate the complexity of control. In addition, each synthesis method operates with various numbers of elements K_x , so it can be assumed that $K_A \subset [6, 15]$, $K_S \subset [3, 5]$, $K_F \subset [3, 8]$, $K_{G1} \subset [200, 2000]$, $K_{G2} \subset [1, 5]$. Surely, the single grain model should be eliminated from the further comparison due to the overwhelming number of parameters. Thus, for the given values, some results are obtained, presented in Fig. 2 below. Blue columns correspond to the lower edges of elements number, and orange do the same for the higher ones.

It can be seen that the additive synthesis and FM synthesis are the most complicated in terms of the parameter number used to control it. Granular synthesis and subtractive synthesis are much easier to control. Though these results may seem obvious, mean-

while the attempt of numeric estimation can lead to novel approaches in the sound synthesis study.



Comparison with Existing Models

It is not common to use mathematical models in the world of sound synthesis, due to its practical aspects. Typically, the sound design starts rather from the algorithm than from the theoretical description. Meanwhile, some known models can be mentioned. Smith III [12] gives an additive synthesis model combined with noise, which is close to (2) and (3), but he does not generalize his model somewhat close to (3). Schottstaedt [13] gives a mathematical description for the 3-operator FM signals, also without generalization to the n-operator case. Regarding granular synthesis, it is common to give a set of parameters (on micro and macro levels) (see Roads [9]), though without putting them together into a mathematical model. The authors were not able to find any mathematical model for subtractive synthesis, except for the trivial models of sawtooth, square, and triangle signals.

Conclusions

Several new models for the classical sound synthesis methods were presented. On the one side, the mathematical models may seem excessive and of no practical use when having an algorithmic representation that is much closer to exact sound design. Nevertheless, these mathematical models can be used for system analysis purposes, making a convenient connection between the rather specific (at least in terms of terminology) world of computer music and the more formalistic domain of system analysis. Such connection is highly needed for sonification, as the perspective intersection of computer music technologies, sound design, human interfaces, and telecommunications. Also, the availability of adequate models of synthesized signals will improve the design of various systems using artificially created sounds.

References

1. Manning P. *Electronic and Computer Music*. Oxford: Oxford University Press; 2013. 576 p.

2. Chowning J.M. The Synthesis of Complex Audio Spectra by Means of Frequency Modulation. *Journal of the Audio Engineering Society*. 1973;21(7):526–534.

3. Roads C. The Computer Music Tutorial. Boston: MIT Press, 1996. 1234 p.

4. Lazzarini V., Yi S., Ffitch J., Heintz J., Brandtsegg Ø., McCurdy I. *Csound: A Sound and Music Computing System*. Cham: Springer; 2016. 516 p.

5. Cook P.R. Real Sound Synthesis for Interactive Applications. Boca Raton: CRC Press; 2002. 263 p.

6. Kudumakis P.E., Sandler, M. Synthesis and coding of audio signals using wavelet transforms for multimedia applications: An overview // Proceedings of the DSP'96 Technical Conference (London, UK, 3–4 December 1996). 1996. PP. 88–92

7. Ishutkin Yu.M., Uvarov V.K. *The Foundations of Modulation Transformations of Sound Signals*. St. Petersburg: Saint Petersburg State University of Film and Television Publ.; 2004. 102 p. (in Russ.)

8. Smith III J.O. Efficient Synthesis of Stringed Musical Instruments. *Proceedings of the Conference on International Computer Music, ICMC, Tokyo, Japanese*. San Francisco: Computer Music Association; 1993. p.64–71.

9. Roads C. Microsound. Boston: MIT Press; 2004. 424 p.

10. Rogozinsky G.G., Podolsky D.A., Goryachev N.V. Wintermute v.0.2.8. Patent RF, no 2019613755, 19.03.2019. (in Russ.)

11. Rogozinsky G., Goryachev N. Method of Modeling of Sound Synthesizers. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(1):25–30. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-1-25-30

12. Smith III J.O. Spectral Audio Signal Processing. Stanford: W3K Publishing; 2011. 674 p.

13. Schottstaedt B. An Introduction to FM. URL: https://ccrma.stanford.edu/software/snd/snd/fm.html [Accessed 06th February 2022]

Список источников

1. Manning P. Electronic and Computer Music. Oxford: Oxford University Press, 2013. 576 p.

2. Chowning J.M. The Synthesis of Complex Audio Spectra by Means of Frequency Modulation // Journal of the Audio Engineering Society. 1973. Vol. 21. Iss. 7. PP. 526–534.

3. Roads C. The Computer Music Tutorial. Boston: MIT Press, 1996. 1234 p.

4. Lazzarini V., Yi S., Ffitch J., Heintz J., Brandtsegg Ø., McCurdy I. Csound: A Sound and Music Computing System. Cham: Springer, 2016. 516 p.

5. Cook P.R. Real Sound Synthesis for Interactive Applications. Boca Raton: CRC Press, 2002. 263 p.

6. Kudumakis P.E., Sandler, M. Synthesis and coding of audio signals using wavelet transforms for multimedia applications: An overview. Proceedings of the DSP'96 Technical Conference, 3–4 December 1996, London, UK. 1996. p.88–92

Ишуткин Ю.М., Уваров В.К. Основы модуляционных преобразований звуковых сигналов. СПб.: СПбГУКиТ, 2004.
 102 с.

8. Smith III J.O. Efficient Synthesis of Stringed Musical Instruments // Proceedings of the Conference on International Computer Music (ICMC, Tokyo, Japanese). San Francisco: Computer Music Association, 1993. PP. 64–71.

9. Roads C. Microsound. Boston: MIT Press, 2004. 424 p.

10. Рогозинский Г.Г., Подольский Д.А., Горячев Н.В. Wintermute v.0.2.8. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ RU 2019613755 от 19.03.2019. Опубл. 22.03.2019.

11. Рогозинский Г.Г., Горячев Н.В. Метод моделирования синтезаторов звуковых сигналов // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 1. С. 25–30. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-1-25-30

12. Smith III J.O. Spectral Audio Signal Processing. Stanford: W3K Publishing, 2011. 674 p.

13. Schottstaedt B. An Introduction to FM. URL: https://ccrma.stanford.edu/software/snd/snd/fm.html (дата обращения 06.02.2022)

Статья поступила в редакцию 06.02.2022; одобрена после рецензирования 03.06.2022; принята к публикации 06.06.2022.

The article was submitted 06.02.2022; approved after reviewing 03.06.2022; accepted for publication 06.06.2022.

Информация об авторах:

РОГОЗИНСКИЙ Глеб Гендрихович	доктор технических наук, начальник НОЦ «Медиацентр» Санкт- Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, р https://orcid.org/0000-0001-5698-2347
ЧЕСНОКОВ Михаил Александрович	кандидат технических наук, ведущий инженер-электроник НТЦ «ЯФИ» https://orcid.org/0000-0001-7951-8627
КУТЛЫЯРОВА Александра Александровна	ассистент кафедры звукорежиссуры Санкт-Петербургского государ- ственного института кино и телевидения https://orcid.org/0000-0002-8621-1313

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ Молодых ученых

Основой всей наухной работы служит убеждение, rmo мир представляет собой упорядогенную и погнаваемую сущность... Амберт 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



Научная статья УДК 621.376 DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-83-90 CC BY 4.0

Анализ корреляционных характеристик новых кодовых последовательностей, основанных на персимметричных квазиортогональных циркулянтах

Григорьев Евгений Константинович, grig.evgk@gmail.com

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

Аннотация: Для систем радиолокации и связи поиск кодовых последовательностей с хорошими корреляционными свойствами остается актуальной задачей. В работе показаны результаты анализа апериодических автокорреляционных функций новых кодовых последовательностей, основанных на персимметричных квазиортогональных циркулянтах. Приведены численные значения параметров качества кодовых последовательностей, полученных по различным стратегиям: максимальный уровень бокового лепестка, интегральный уровень боковых лепестков и мерит-фактор. Применение новых кодовых последовательностей позволяет снизить максимальный уровень бокового лепестка апериодической автокорреляционной функции, а также снизить суммарную энергию боковых лепестков, что позволяет сделать вывод о перспективности их применения. Полученные результаты направлены на стимулирование научного интереса к новым квазиортогональным базисам как основе пересмотра алгоритмов кодирования сигналов.

Ключевые слова: кодовые последовательности, апериодическая автокорреляционная функция, квазиортогональные матрицы, параметры качества кодовых последовательностей

Источник финансирования: работа подготовлена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации, соглашение № FSRF-2020-0004 «Научные основы построения архитектур и систем связи бортовых информационно-вычислительных комплексов нового поколения для авиационных, космических систем и беспилотных транспортных средств».

Ссылка для цитирования: Григорьев Е.К. Анализ корреляционных характеристик новых кодовых последовательностей, основанных на персимметричных квазиортогональных циркулянтах // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2. С. 83–90. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-83-90

Study of Correlation Properties of New Code Sequences Based on Persymmetric Quasi-Orthogonal Circulants

Evgeniy Grigoriev, grig.evgk@gmail.com

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

Abstract: For radar and communication systems, the search for code sequences with good correlation properties remains one of important tasks. This work shows the results of the study of aperiodic autocorrelation functions of new code sequences based on persymmetric quasi-orthogonal circulants. The numerical values of the quality parameters such as: the maximum sidelobe level, integrated sidelobe level ratio, and merit factor are given. Applying new code

sequences makes it possible to reduce the maximum sidelobe level of the aperiodic autocorrelation function, as well as to reduce the summary energy of the sidelobes, which makes it possible to conclude that their application is promising. The obtained results are aimed at stimulating scientific interest in new bases derived from quasi-orthogonal matrices, as a basis for the revision of signal coding algorithms.

Keywords: code sequences, aperiodic autocorrelation function, quasi-orthogonal matrices, quality parameters of code sequences

Funding: the work was supported by the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation, project № FSRF-2020-0004 «Scientific Foundations for Building Architectures and Communication Systems of On-Board Information and Computing Systems of a New Generation for Aviation, Space Systems and Unmanned Vehicles».

For citation: Grigoriev E. Study of Correlation Properties of New Code Sequences Based on Persymmetric Quasi-Orthogonal Circulants. *Proc. of Telecom. Universities.* 2022;8(2):83–90. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-83-90

Введение

Эффективность функционирования радиотехнической системы в значительной степени определяется видом используемых сигналов и их качественными характеристиками. В современных системах связи, радиолокации и радионавигации наибольшее распространение получили сложные дискретные сигналы, позволяющие повысить помехоустойчивость, энергетическую и структурную скрытность подобных систем [1]. Одной из основных задач при этом является синтез сигналов, обладающих требуемыми свойствами.

В настоящее время в радиотехнических системах широко применяются фазоманипулированные (ФМ) и частотно-манипулированные (ЧМ) сигналы. В системах передачи информации наиболее остро стоит вопрос синтеза сложных сигналов с минимальной вероятностью ошибки приема символа и хорошими корреляционными свойствами.

Анализ научной литературы [2–4] показывает, что для систем передачи информации ЧМ-сигналы имеют более узкую полосу частот, однако при решении задач помехоустойчивости уступают ФМсигналам. Устройства формирования сложных ФМсигналов проще, чем у ЧМ-сигналов. Важной задачей при приеме ФМ-сигналов является их обнаружение на фоне естественных и искусственных помех. Для решения этой задачи, как правило, применяется корреляционный прием ФМ-сигналов. Эффективность такого приема зависит от способа и сложности кодирования сигналов и качества (особенностей) используемых кодовых последовательностей.

Наиболее важной характеристикой кодовой последовательности в данном случае является ее автокорреляционная функция (АКФ). В практических приложениях АКФ кодовой последовательности должна иметь максимальный центральный пик и минимальный уровень боковых лепестков. Для анализа кодовых последовательностей следует провести сравнительный анализ апериодической АКФ. При этом следует выявить те, которые имеют максимальный уровень главного пика апериодической АКФ и минимальный уровень боковых лепестков.

В настоящее время известно множество кодовых последовательностей, таких как: последовательности Баркера, *m*-последовательности, *ZC*-последовательности, последовательности на основе символов Лежандра, Якоби, последовательности Голда, Касами и др. [5–7], используемых как в системах связи, так и в системах радиолокации и радионавигации [7–9]. Однако потребность в кодовых последовательностях с хорошими корреляционными характеристиками остается актуальной в связи с постоянно растущими требованиями к таким системам.

Развитие теории квазиортогональных матриц [10–13] и анализ литературы [14–20] показывает, что данный класс матриц применим при решении задач радиолокации и передачи информации [14-16], в частности, перспективно применение строк указанных матриц в качестве кодовых последовательностей. Следует отметить, что в работах [18, 20] уже поднимался вопрос анализа корреляционных характеристик кодовых последовательностей на основе персимметричных квазиортогональных циркулянтов, однако в [20] рассматривались только кодовые последовательности на основе циклических матриц Мерсенна длиной до 13 элементов и только по критерию максимального уровня бокового лепестка автокорреляционной функции, а в [18] рассматривались вложенные кодовые конструкции на основе циркулянтов Мерсенна и Рагхаварао, и максимальная длина исходного циркулянта также была ограничена до 13 элементов, в качестве метрики было выбрано отношение главного пика апериодической АКФ к максимальному положительному и отрицательному боковому лепестку.

Целью настоящей работы является расширенный анализ возможности применения строк квазиортогональных матриц для задач обнаружения, синхронизации и помехоусточивого кодирования, а именно – рассмотрение циклических персимметричных квазиортогональных матриц. Они могут быть получены на основе последовательностей максимальной длины (модифицированных *m*-последовательностей) [17], последовательностей, сформированных на основе квадратичных вычетов и символов Якоби как первых строк матриц. Для оценки в работе используются такие критерии как максимальный уровень бокового лепестка, интегральный уровень бокового лепестка ISLR (*аббр. от англ.* Integrated Sidelobe Level Ratio) и мерит-фактор (MF, *аббр. от англ.* Merit Factor) как метрики, наиболее часто используемые для анализа корреляционных функций [6].

Стратегии вычисления циклических квазиортональных матриц

Наиболее известными квазиортогональными матрицами являются матрицы Адамара **H**_n, состоящие из 1 и –1, для которых выполняется условие:

$$\mathbf{H}_{n}^{\mathrm{T}}\mathbf{H}_{n} = N\mathbf{I}$$

на четных порядках N = 4t, где t – натуральное число.

Будем искать квазиортогональные матрицы циклических структур на нечетных порядках, удовлетворяющие следующим условиям:

 матрица должна иметь, по возможности, два элемента, поскольку увеличение их количества неизбежно влечет за собой затраты памяти на генерацию и хранение матрицы, усложняет код;

 матрица должна иметь циклическую структуру, поскольку для ее хранения используется только первая строка (циркулянт).

В виду требования к циклической структуре будем искать матрицы, представляющие собой «ядра» матриц Адамара, и нечетного порядка 4t – 1, которые могут быть преобразованы в матрицы Адамара особого вида, при помощи процедуры добавления каймы; подробнее о взаимосвязях матриц порядка 4t и 4t – 1 написано в работе [21].

При поиске персимметричных циклических квазиортогональных матриц в виде «ядра» матриц Адамара было выделено три наиболее простые, удобные и схожие стратегии вычисления подобных матриц на порядках *N* = 4*t* – 1 [22]:

Стратегия 1. Вычисление первой строки циркулянта на основе символов Лежандра для длин N = 3, 7, 11, 19, 23 и т. д. При этом последовательности Лежандра характеризуется тем, что количество отрицательных и положительных элементов отличается на единицу.

Стратегия 2. Вычисление первой строки циркулянта на основе символов Якоби, для длин *N* = 3, 15, 35, 143 и т. д. При этом последовательности Якоби характеризуется тем, что формируется двойное

простое число вида N = p(p+2), где p – простое число.

Стратегия 3. Вычисление первой строки циркулянта на основе *т*-последовательностей и ее модифицированных форм для длин *N* = 3, 7, 15, 31, 63, 127 и т. д. При этом модифицированные *т*-последовательности, в отличие от классического случая, имеют несимметричный алфавит элементов последовательности.

Несмотря на схожесть, указанные стратегии вычисления циркулянта и формирования квазиортогональных матриц различны, как различны и результаты соответствующих корреляционных характеристик кодов на их основе. Матрицы имеют разные длины циркулянтов, исключение составляют только начальные значения длин.

На рисунке 1 в качестве примера приведены «портреты» персимметричных циклических ортогональных матриц различных порядков, полученные на основе приведенных стратегий. Здесь черные элементы на портретах матриц соответствуют отрицательному элементу (-1), белые – положительному (1).



Рис. 1. Портреты персимметричных циклических матриц *Fig. 1. Portraits of Persymmetric Cyclic Matrices*

Сравнительный анализ корреляционных характеристик кодовых последовательностей максимальной длины

Проведем сравнительный анализ корреляционных характеристик на основе вычислительных экспериментов для модифицированных последовательностей максимальной длины, полученных из циркулянтов сформированных, на основе:

символов Лежандра (стратегия 1);

– символов Якоби (стратегия 2);

– модифицированных *т*-последовательностей (стратегия 3).

Из исходного циркулянта длины N, полученного по каждой из описанных выше стратегий, путем циклического сдвига будет формироваться матрица размерности N×N. Полным перебором в матрице осуществим поиск такой строки, которая будет лучше по критерию минимума максимума бокового лепестка нормированной к единице апериодической АКФ. Затем проведем модификацию исходного циркулянта с заменой отрицательного элемента на -b, где искомое значение -b вычисляется на основе теории квазиортогональных матриц [10-13]. Подробно процедура модификации кодовой последовательности была описана в работе [17], поэтому в рамках данной работы рассматриваться не будет. Из модифицированного циркулянта сформируем циклическую матрицу и путем перебора осуществим поиск лучшей по критерию минимума максимума бокового лепестка нормированной к единице апериодической АКФ строки матрицы с элементами (1; -b).

Затем проведем сравнительный анализ корреляционных характеристик апериодической АКФ. В качестве основных метрик выберем:

– максимальный уровень бокового лепестка (БЛ_{max} и БЛ_{max}, дБ);

- ISLR;

– MF.

Рассмотрим подробнее последние две характеристики, а также приведем необходимые формулы для дальнейшего анализа. ISLR – это отношение суммарной энергии боковых лепестков апериодической АКФ последовательности длины N к энергии главного лепестка, которое будем вычислять по формуле:

$$ISLR = \sum_{\substack{l=1-N\\l\neq 0}}^{N-1} |C(l)|^2 / |C(0)|^2,$$

где C(0) – значение главного лепестка, а C(l) – значение бокового лепестка апериодической АКФ. Чем ниже значение ISLR, тем лучше полученная кодовая последовательность.

MF – обратная ISLR величина, поэтому чем меньше суммарная энергия боковых лепестков, тем больше величина критерия MF, соответственно, кодовые последовательности с большим значением MF будут лучше. Для вычислительного эксперимента будем использовать набор специализированных программ, разработанных в пакете компьютерного моделирования MATLAB [23–25].

Полученные результаты показаны на рисунках 2-4, и приведены в таблице 1. На рисунках 2а, 3а, 4а представлены графики нормированных к единице апериодических АКФ кодовых последовательностей, полученных по стратегиям 1-3, проиллюстрировано снижение максимально уровня бокового лепестка апериодической АКФ. Синим цветом на графике обозначены кодовые последовательности с алфавитом (1; -1), а красным цветом – кодовые последовательности с алфавитом (1; -b). Следует отмегенерации исходной тить, что для *m*последовательности (стратегия 3) был использован полином *x*⁴ + *x* + 1 с начальными условиями [0,0,0,1].

На рисунках 2b, 3b, 4b представлены графики нормированных к единице периодических АКФ кодовых последовательностей, полученных по стратегиям 1–3 и проиллюстрирован факт того, что модификация кодовой последовательности и переход к алфавиту (1; -b) не добавляет боковых лепестков в периодическую АКФ. Результаты вычисления описанных параметров для каждой стратегии приведены в таблице 1.



1 0,8 0,6 0,4 0,2 -0,2 0 -0,2 0,1 0,2 0,3 0,4 0,5 0,6 0,7 0,8 0,9 1 b)









Рис. 4. Апериодическая (а) и периодическая(b) АКФ кодовых последовательностей, полученных по стратегии 3, N = 15 *Fig. 4.* Aperiodic (a) and Periodic (b) Autocorrelation Function of Code Sequences Obtained by Strategy 3, N = 15

Порядок, N	(1; -1)				(1; -b)			
	БЛ _{тах} БЛ _{тах} , дБ		ISLR	MF	БЛ _{max}	БЛ _{тах} , дБ	ISLR	MF
	Стратегия 1							
31	0,0968	-20,2848	0,1561	6,4067	0,0916	-20,7588	0,1622	6,1642
103	0,0680	-23,3548	0,2849	3,5106	0,0633	-23,9711	0,1776	5,6296
239	0,0460	-26,7401	0,1742	5,7408	0,0459	-26,7648	0,1689	5,9206
331	0,0393	-28,1177	0,1712	5,8420	0,0374	-28,5362	0,1713	5,8390
383	0,0366	-28,7414	0,1751	5,7126	0,0360	-28,8800	0,1746	5,7272
503	0,0338	-29,4224	0,1791	5,5840	0,0331	-29,5994	0,1893	5,2833
587	0,0307	-30,2673	0,1697	5,8919	0,0302	-30,3952	0,1707	5,8587
647	0,0309	-30,1975	0,1738	5,7541	0,0299	-30,4762	0,1702	5,8765
719	0,0278	-31,1140	0,1757	5,6900	0,0274	-31,2378	0,1772	5,6435
727	0,0289	-30,7863	0,1738	5,7545	0,0286	-30,8729	0,1703	5,8715
787	0,0280	-31,0710	0,1698	5,8910	0,0275	-31,2269	0,1677	5,9638
887	0,0259	-31,7239	0,1689	5,9217	0,0258	-31,7516	0,1668	5,9955
907	0,0254	-31,9176	0,1943	5,1461	0,0250	-32,0532	0,1673	5,9779
1019	0,0226	-32,9289	0,1684	5,9372	0,0220	-33,1365	0,1674	5,9745
1123	0,0223	-33,0488	0,1705	5,8657	0,0221	-33,1260	0,1690	5,9178
1279	0,0227	-32,8895	0,1712	5,8410	0,0227	-32,8985	0,1700	5,8833

Таблица 1. Корреляционные характеристики кодовых последовательностей
TABLE 1. Correlation Characteristics of Code Sequences

Порядок, N	(1; -1)				(1; <i>-b</i>)			
	БЛ _{max}	БЛ _{тах} , дБ	ISLR	MF	БЛ _{max}	БЛ _{тах} , дБ	ISLR	MF
1283	0,0226	-32,9166	0,1669	5,9924	0,0226	-32,9166	0,1661	6,0211
1307	0,0214	-33,3824	0,1668	5,9967	0,0214	-33,3826	0,1703	5,8706
1319	0,0212	-33,4617	0,1696	5,8953	0,0211	-33,5165	0,1683	5,9403
1423	0,0218	-33,2369	0,1676	5,9653	0,0214	-33,4118	0,1692	5,9111
1447	0,0207	-33,6669	0,1695	5,8984	0,0205	-33,7682	0,1683	5,9401
1451	0,0193	-34,2902	0,1693	5,9057	0,0192	-34,3228	0,1686	5,9329
1511	0,0205	-33,7581	0,1679	5,9571	0,0204	-33,8029	0,1685	5,9331
1607	0,0205	-33,7500	0,1681	5,9474	0,0205	-33,7742	0,1678	5,9584
1759	0,0182	-34,8023	0,1679	5,9560	0,0180	-34,8750	0,1679	5,9573
Стратегия 2								
143	0,0699	-23,1067	0,2777	3,6014	0,0686	-23,2683	0,2517	3,9722
899	0,0311	-30,1320	0,2219	4,5072	0,0308	-30,2411	0,2124	4,7086
Стратегия 3								
15	0,1333	-17,5012	0,3822	2,6163	0,1100	-19,1721	0,1260	7,9365
511	0,0391	-28,1478	0,3370	2,9674	0,0381	-28,3912	0,3186	3,1387

Результаты, представленные в таблице 1, показали, что новые кодовые последовательности с алфавитом (1; -b), полученные по стратегиям 2 и 3, обеспечили как снижение максимального уровня бокового лепестка, так и снижение суммарной энергии боковых лепестков, в отличие от классического подхода, когда алфавит кодовой последовательности представлен элементами (1; -1), данный вывод сделан на основе анализа значений критериев ISLR и MF. Кодовые последовательности, полученные по стратегии 1, на указанных в таблице 1 порядках лучше по критерию максимального уровня бокового лепестка, однако на порядках 31, 331, 503, 587, 719, 1307, 1423 и 1511 суммарная энергия боковых лепестков выше, чем у кодовых последовательностей с алфавитом (1; -1).

Заключение

Полученные результаты позволяют сделать вывод о перспективности использования кодовых последовательностей, основанных на строках персимметричных квазиортогональных матриц.

Применение процедуры модификации исходных кодовых последовательностей позволяет снизить максимальный уровень бокового лепестка апериодической АКФ, а также снизить суммарную энергию боковых лепестков, делая предпочтительным их применение.

Дальнейшим развитием работы является поиск существенно более длинных последовательностей и, как потребность для этого, – разработка новых алгоритмов ускорения процедур их поиска с применением вычислений на графических ускорителях для длин *N* > 10³.

Список источников

1. Бодров О.А. Синтез фазо- и частотноманипулированных сигналов в радиотехнических системах. М.: Горячая линия – Телеком, 2016. 132 с.

2. Нахмансон Г.С., Маснев И.Н. Прием модифицированного фазоманипулированного широкополосного сигнала корреляционным приемником с входным полосовым фильтром // Телекоммуникации. 2020. № 7. С. 17–23.

3. Дворников С.В., Дворников С.С. Эмпирический подход к оценке помехоустойчивости сигналов фазовой модуляции // Информатика и автоматизация. 2020. Т. 19. № 6. С. 1280–1306. DOI:10.15622/ia.2020.19.6.6.

4. Mahafza B.R. Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB®. New York: Chapman and Hall/CRC, 2021. DOI:10.1201/9781003051282

5. Гантмахер В.Е., Быстров Н.Е., Чеботарев Д.В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. СПб.: Наука и техника, 2005. 400 с.

6. Шаров С.Н., Толмачев С.Г. Поиск бинарных кодовых последовательностей с низким уровнем боковых лепестков эволюционным способом // Информационно-управляющие системы. 2020. № 1. С. 44–53. DOI:10.31799/1684-8853-2020-1-44-53

7. Шинаков Ю.С. Функции неопределенности сигналов Задова-Чу для систем синхронизации LTE 5-го поколения // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2018. Т. 9. № 1. С. 166–174.

8. Владимиров С.С., Когновицкий О.С. Постобработка при декодировании последовательностей малого семейства Касами на основе двойственного базиса // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 4. С. 5–12. DOI:10.31854/ 1813–324X–2018-4–4–5–12

Proceedings of Telecom. Universities. 2022. Vol. 8. Iss. 2

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

10. Балонин Н.А., Сергеев М.Б. О значении матриц начального приближения в алгоритме поиска обобщенных взвешенных матриц глобального и локального максимума детерминанта // Информационно–управляющие системы. 2015. № 6. С. 2–9.

11. Балонин Н.А., Сергеев М.Б. Нормы обобщенных матриц Адамара // Вестник Санкт-Петербургского университета. Прикладная математика. Информатика. Процессы управления. 2014. № 2. С. 5–11.

12. Balonin N.A., Vostrikov A.A., Sergeev M.B. On two predictors of calculable chains of quasi-orthogonal matrices // Automatic Control and Computer Sciences. 2015. Vol. 49. Iss. 3. PP. 153–158.

13. Balonin N.A., Sergeev M.B., Hadar O., Seberry J. Three-Level Cretan Matrices Constructed via Conference Matrices // Information and Control Systems. 2015. Vol. 2(75). PP. 2–3. DOI:10.15217/issn1684-8853.2015.2.4.

14. Ненашев В.А., Сергеев А.М., Васильев И.А. Моделирование сложных кодо-модулированных сигналов для современных систем обнаружения и передачи информации // Научная сессия ГУАП (Санкт-Петербург, Россия, 08–12 апреля 2019 г.). Сборник докладов научной сессии, посвященной Всемирному дню авиации и космонавтики. СПб.: Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, 2019. С. 413–417.

15. Vostrikov A., Sergeev A., Balonin Y. Using Families of Extremal Quasi-Orthogonal Matrices in Communication Systems // Czarnowski I., Howlett R.J., Jain L.C. (eds) Intelligent Decision Technologies. IDT 2020. Smart Innovation, Systems and Technologies. Singapore: Springer, 2021. Vol. 238. PP. 95–108. DOI:10.1007/978-981-16-2765-1_8

16. Sergeev A., Sergeev M., Balonin N., Vostrikov A. Symmetry Indices as a Key to Finding Matrices of Cyclic Structure for Noise-Immune Coding // Czarnowski, I., Howlett, R., Jain, L. (eds) Intelligent Decision Technologies. IDT 2020. Smart Innovation, Systems and Technologies. Singapore: Springer. 2020. Vol. 193. PP. 223–230. DOI:10.1007/978-981-15-5925-9_19

17. Григорьев Е.К., Ненашев В.А., Сергеев А.М., Самохина Е.В. Поиск и модификация кодовых последовательностей на основе персимметричных квазиортогональных циркулянтов // Телекоммуникации. 2020. № 10. С. 27–33.

18. Сергеев М.Б., Ненашев В.А., Сергеев А.М. Вложенные кодовые конструкции Баркера – Мерсенна – Рагхаварао // Информационно-управляющие системы. 2019. № 3(100). С. 71–81. DOI:10.31799/1684-8853-2019-3-71-81

19. Sergeev A., Sergeev M., Nenashev V., Vostrikov A. Search and Modification of Code Sequences Based on Circulant Quasiorthogonal Matrices // Proceedings of the 12th KES International Conference on Intelligent Decision Technologies (KES-IDT 2020, Split, Croatia, 17–19 June 2020). Smart Innovation, Systems and Technologies. Singapore: Springer, 2020. Vol. 193. PP. 231–242. DOI:10.1007/978-981-15-5925-9_20

20. Ненашев В.А., Сергеев А.М., Капранова Е.А. Исследование и анализ автокорреляционных функций кодовых последовательностей, сформированных на основе моноциклических квазиортогональных матриц // Информационноуправляющие системы. 2018. № 4. С. 9–14. DOI:10.31799/1684-8853-2018-4-9-14

21. Сергеев А.М. О взаимосвязи одного вида квазиортогональных матриц, построенных на порядках последовательностей 4к и 4к – 1 // Известия СПБГЭТУ ЛЭТИ. 2017. № 7. С. 12–17.

22. Ненашев В.А., Григорьев Е.К., Сергеев А.М., Самохина Е.В. Стратегии вычисления персимметричных циклических квазиортогональных матриц как основы кодов // Электросвязь. 2020. № 10. С. 58–61. DOI:10.34832/ELSV.2020. 11.10.008

23. Ненашев В.А., Шепета А.П, Сергеев М.Б., Чернышев С.А., Григорьев Е.К. Программа генерации квазиортогональных циклических матриц, сформированных на основе вычисления квадратичных вычетов. Свидетельство регистрации программы для ЭВМ № RU 2019612935 от 19.02.2019. Опубл. 04.03.2019.

24. Востриков А.А., Сергеев А.М., Куртяник Д.В., Ненашев В.А., Григорьев Е.К., Шепета А.П. и др. Программа генерации специальных квазиортогональных циклических матриц, сформированных на основе вычисления символов Якоби. Свидетельство регистрации программы для ЭВМ № RU 2019660821 от 05.08.2019. Опубл. 13.08.2019.

25. Ненашев В.А., Сергеев М.Б., Сергеев А.М., Григорьев Е.К., Иванова М.С., Ненашев С.А. Программа генерации специальных квазиортогональных матриц, сформированных на основе модифицированных т-последовательностей. Свидетельство регистрации программы для ЭВМ № RU 2019664813 от 30.10.2019. Опубл. 13.11.2019.

References

1. Bodrov O.A. Synthesis of Phase and Frequency Shift Keying Signals in Radio System. Moscow: Goryachaya liniya – Telekom Publ.; 2016. 132 p. (in Russ.)

2. Nakhmanson G.S., Masnev I.N. Reception of a Modified Phase-Shift Keyed Broadband Signal by a Correlation Receiver with an input Bandpass Filter. Telecommunications. 2020;7:17–23. (in Russ.).

3. Dvornikov S.V., Dvornikov S.S. Empirical Approach to Estimating the Immunity of Phase Modulation Signals with a Continuous Phase. Informatics and Automation. 2020;19(6):1280–1306. (in Russ.) DOI:10.15622/ia.2020.19.6.6.

4. Mahafza B.R. Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB®. New York: Chapman and Hall/CRC; 2021. DOI:10.1201/9781003051282

5. Gantmaher V.E., Bistrov N.E., Chebotarev D.V. Noise-like Signals. Analysis, Synthesis, Processing. St. Petersburg: Nauka i tehnica Publ.; 2005. 400 p. (in Russ.)

6. Sharov S.N., Tolmachev S.G. Search for binary code sequences with low autocorrelation sidelobes by the evolutionary method. Information and Control Systems. 2020;1:44–53 (in Russ.) DOI:10.31799/1684-8853-2020-1-44-53

7. Shinakov Yu.S. Ambiguity Functions of Zadov-Chu Signals for 5th Generation LTE Synchronization Systems. Sistemy sinhronizacii, formirovaniya i obrabotki signalov. 2018;9(1):166–174. (in Russ.)

8. Vladimirov S., Kognovitsky O. Postprocessing in the Dual Basis Based Decoding of the Small Set Kasami Sequences. Proc. of Telecom. Universities. 2018;4(4):5–12. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2018-4-4-5-12

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

10. Balonin N.A., Sergeev M.B. Initial Approximation Matrices in Search for Generalized Weighted Matrices of Global or Local Maximum Determinant. Information and Control Systems. 2015;6:2–9. (in Russ.)

11. Balonin N.A., Sergeev M.B. The Generalized Hadamard Matrix Norms. Vestnik of Saint Petersburg University. Applied Mathematics. Computer Science. Control Processes. 2014;2:5–11 (in Russ.).

12. Balonin N.A., Vostrikov A.A., Sergeev M.B. On two predictors of calculable chains of quasi-orthogonal matrices. Automatic Control and Computer Sciences. 2015;49(3):153–158.

13. Balonin N.A., Sergeev M.B., Hadar O., Seberry J. Three-Level Cretan Matrices Constructed via Conference Matrices. Information and Control Systems. 2015;2(75): 2–3. DOI:10.15217/issn1684-8853.2015.2.4.

14. Nenashev V., Sergeev A.M., Vasil'ev I. Modeling of Complex Code Modulated Signals for Modern Detection Systems and Information Transmission. Proceedings of SUAI Scientific Session, St. Petersburg, Russia, 08–12 April 2019. St. Petersburg: Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation Publ.; 2019. p.413–417. (in Russ.)

15. Vostrikov A., Sergeev A., Balonin Y. Using Families of Extremal Quasi-Orthogonal Matrices in Communication Systems. In: Czarnowski I., Howlett R.J., Jain L.C. (eds) Intelligent Decision Technologies. Smart Innovation, Systems and Technologies. Singapore: Springer; 2021. Vol. 238. p.95–108. DOI:10.1007/978-981-16-2765-1_8

16. Sergeev A., Sergeev M., Balonin N., Vostrikov A. Symmetry Indices as a Key to Finding Matrices of Cyclic Structure for Noise-Immune Coding. In: Czarnowski I., Howlett, R., Jain, L. (eds) Intelligent Decision Technologies. IDT 2020. Smart Innovation, Systems and Technologies. Singapore: Springer; 2020. vol.193. p.223–230. DOI:10.1007/978-981-15-5925-9_19

17. Grigoriev E.K., Nenashev V.A., Sergeev A.M., Samohina E.V. Search and Modification of Code Sequences Based on Persymmetric Quasi-Orthogonal Circulants. Telecommunications. 2020;10:27–33. (in Russ.)

18. Sergeev M.B., Nenashev V.A., Sergeev A.M. Nested code sequences of Barker – Mersenne – Raghavarao. Information and Control Systems. 2019; 3(100):71–81. (in Russ.) DOI:10.31799/1684-8853-2019-3-71-81

19. Sergeev A., Sergeev M., Nenashev V., Vostrikov A. Search and Modification of Code Sequences Based on Circulant Quasiorthogonal Matrices. Proceedings of the 12th KES International Conference on Intelligent Decision Technologies, KES-IDT 2020, 17–19 June 2020, Split, Croatia. Smart Innovation, Systems and Technologies. Singapore: Springer; 2020. vol.193. p.231– 242. DOI:10.1007/978-981-15-5925-9_20

20. Nenashev V.A., Sergeev A.M., Kapranova E.A. Research and Analysis of Autocorrelation Functions of Code Sequences Formed on the Basis of Monocyclic Quasi-Orthogonal Matrices. Information and Control Systems. 2018;4:9–14. (in Russ.) DOI:10.31799/1684-8853-2018-4-9-14

21. Sergeev A.M. On the relationship of one type of quasi-orthogonal matrices built on the orders of sequences 4k and 4k – 1. Proceedings of Saint Petersburg Electrotechnical University. 2017;7:12–17. (in Russ.)

22. Nenashev V.A., Grigoriev E.K., Sergeev A.M., Samohina E.V. Strategies for Calculating Persimmetric Cyclic Quasi-Orthogonal Matrices as the Basis of Codes. Electrosvyaz. 2020;10:58–61. (in Russ.) DOI:10.34832/ELSV.2020.11.10.008

23. Nenashev V.A., Shepeta A.P., Sergeev M.B., Chernyshev S.A., Grigoriev E.K. The program for Generating Quasi-Orthogonal Cyclic Matrices Formed on the Basis of the Calculation of Quadratic Residues. Patent RF, no. 2019611539, 03.04.2019. (in Russ.)

24. Vostrikov A.A., Sergeev A.M., Kurtyanik D.V., Nenashev V.A., Grigoriev E.K., Shepeta A.P., et al. The Program for Generating Special Quasi-Orthogonal Cyclic Matrices Formed on the Basis of the Calculation of Jacobi Symbols. Patent RF, no. 20169660821, 08.13.2019. (in Russ.)

25. Nenashev V.A., Sergeev M.B., Sergeev A.M., Grigoriev E.K., Ivanova M.S., Nenashev S.A. The Program for Generating Special Quasi-Orthogonal Matrices Formed on the Basis of Modified m-sequences. Patent RF, no. 2019663534, 11.13.2019.

Статья поступила в редакцию 24.04.2022; одобрена после рецензирования 29.04.2022; принята к публикации 04.05.2022.

The article was submitted 24.04.2022; approved after reviewing 29.04.2022; accepted for publication 04.05.2022.

Информация об авторе:

ГРИГОРЬЕВ Евгений Константинович

аспирант кафедры вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, <a>b https://orcid.org/0000-0001-5981-4074

Научная статья УДК 004.6 DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-91-99

CC BY 4.0

Оценка свойств объектов средств вычислительной техники для обеспечения постинцидентного аудита

ФИгорь Сергеевич Пантюхин, zevall@ya.ru

Национальный исследовательский университета ИТМО, Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация

Аннотация: Исследование компьютерных инцидентов является важным направлением деятельности в области информационной безопасности. В работе рассматривается метод описания свойств объектов средств вычислительной техники для обеспечения постинцидентного аудита. Исследование инцидентов рассматривается с помощью анализа свойств объектов энергозависимой памяти и сетевого трафика. Данные свойства представлены в виде совокупности атрибутов и анализируются путем применения теории графов. Для решения конечной задачи определения и формализации компьютерного инцидента могут применяться различные алгоритмы на графах и совокупности свойств. В работе представлен вычислительный эксперимент постинцидентного аудита средств вычислительной техники на примере определения компьютерного инцидента. Представленный метод минимизирует объемы обрабатываемой информации путем использования для анализа только атрибутов.

Ключевые слова: аудит, теория графов, информационная безопасность, вычислительная техника, файловая система, сетевой трафик

Ссылка для цитирования: Пантюхин И.С. Оценка свойств объектов средств вычислительной техники для обеспечения постинцидентного аудита // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2. С. 91–99. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-91-99

The Properties of Computer Equipment Objects Evaluation to Ensure Post-Incident Audit

Igor Pantiukhin, zevall@ya.ru

ITMO University, St. Petersburg, 197101, Russian Federation

Abstract: The study of computer incidents is an important area of activity in the field of information security. The paper considers a method for describing the properties of objects of computer equipment to ensure post-incident audit. The investigation of incidents is considered by analyzing the properties of objects of volatile memory, non-volatile memory, and network traffic. These properties are presented as a set of attributes and are analyzed by applying graph theory. To solve the final problem of determining and formalizing a computer incident, various algorithms on graphs and sets of properties can be used. The paper presents a computational experiment of post-incident audit of computer equipment by the example of determining a computer incident. The presented method minimizes the amount of information processed by using only attributes for analysis.

Keywords: audit, graph, information security, computer technology, file system, network traffic

For citation: Pantiukhin I. The Properties of Computer Equipment Objects Evaluation to Ensure Post-Incident Audit. *Proc. of Telecom. Universities.* 2022;8(2):91–99. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-9-99

Введение

Стремительное развитие информационных сетей способствует появлению все новых и более сложных компьютерных инцидентов и, следовательно, разработке методов их исследования с целью повышения информационной безопасности [1].

Постинцидентный аудит проводится с помощью анализа свойств средств вычислительной техники. Для обеспечения восстановления событий инцидентов информационной безопасности применяется метод на основе графов, который заключается в построении графа, поиске подграфа из множества данных, относящихся к какому-либо вирусу (прочитанные файлы, отправленные сетевые пакеты, запускаемые процессы и т. д.).

По сравнению с существующими подходами, такими, как построение взаимосвязей между данными аудита [2] и применение поискового алгоритма [3], рассматриваемый подход, основанный на применении теории графов, минимизирует объемы обрабатываемой информации путем использования для анализа только атрибутов [4].

Структура графа

Граф строится от 3 узлов, каждый из которых является корнем дерева-подграфа для соответствующего типа данных: диска, памяти и сети (рисунок 1) [5]. Ребра, связывающие узлы, являются условными, то есть не представляют некоторую связь в анализируемой системе, и используются только для связности построенного графа. Эти ребра являются единственными ребрами в графе без направления, так как в данном случае оно не имеет смысловой основы. В подграфах ребра направлены от некоторого объекта в сторону его составных частей. Например, метаданные файла являются частью файла, а файл является частью папки. Подобная иерархия и формирует структуру подграфов.



Fuc. 1. Структура граф Fig. 1. Graph Structure

Каждый из узлов подграфов имеет определенный тип (в СУБД Neo4j называемые "Label") и единственное ассоциированное с ним значение. Типы узлов подграфов включают, например, файл, папку, время создания файла, сетевой пакет, адрес сетевого пакета, процесс в оперативной памяти и т. д. Каждое ребро подграфа имеет тип, отражающий смысл связи в анализируемой системе. Например, файл находится внутри папки, и эта связь обозначена соответствующим ребром.

Подграф файловой системы

Структура подграфа файловой системы иерархическая и состоит из узлов папок (коричневый цвет) и узлов файлов (розовый цвет) (рисунок 2).



Рис. 2. Структура подграфа *Fig. 2. Subgraph Structure*

Proceedings of Telecom. Universities. 2022. Vol. 8. Iss. 2

Путь к конкретному файлу от корня подграфа соответствует этому пути в файловой системе. К каждому узлу файла в графе привязан некоторый набор метаданных: размер, контрольная сумма, время изменения и другие (рисунок 3).

Подграф оперативной памяти

Подграф оперативной памяти состоит из узлов процессов, связанных с корневым узлом (рисунок 4).

С каждым узлом процесса связано некоторое количество узлов метаданных: ID родительского процесса, название процесса и другие (рисунок 5). К узлу процесса также могут быть привязаны узлы обработчиков объектов (handles) (рисунок 6), а к последним – метаданные (рисунок 7). Другим типом узлов, привязанных к процессу, являются узлы идентификаторов безопасности (SID, *аббр. от англ.* Security Identifier) (рисунок 8), к которым также привязаны метаданные (рисунок 9).



Рис. 4. Подграф оперативной памяти *Fig. 4. RAM Subgraph*

Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2



Рис. 5. Связь узлов процесса с узлами метаданных *Fig. 5. Linking Process Nodes to Metadata Nodes*



Рис. 6. Связь узлов обработчиков объектов с узлом процесса *Fig. 6. Connection of Object Handler Nodes to the Process Node*



Рис 7. Связь метаданных с узлом обработчика объекта Fig. 7. Metadata Association with the Object Handler Node



Рис. 8. Узел идентификаторов безопасности Fig. 8. Security Identifiers Node



Рис. 9. Связь метаданных с узлом идентификаторов *Fig. 9. Linking Metadata to the Identifiers Node*

Подграф сети

Подграф сети состоит из узлов пакетов, связанных с корневым узлом (рисунок 10). К каждому пакету привязаны узлы метаданных: IP отправления, IP назначения, размер пакета и др. (рисунок 11).

Построение графа

Оценка свойств объектов осуществляется путем формирования подграфа на основе совокупности атрибутов объектов. Данный подграф содержит в себе информацию об инциденте и может быть автоматизирован различными графовыми алгоритмами и алгоритмами машинного обучения. В работе представляется принцип поиска и обнаружения прецедента на основе теории графов.

Каждый из трех подграфов строится независимо друг от друга в следующем порядке: диск, память, сеть. Существует возможность строить граф с любыми одним или двумя подграфами.

Для построения графа используются 3 источника данных: запись информации о файловой системе (пути и метаданные всех файлов) в свободном формате, дамп оперативной памяти и РСАРфайл с записью сетевого трафика. Используемое для получения данных ПО не имеет значения.

Поскольку исходные данные не представлены в формате графа (данные файловой системы и данные сетевого трафика представляют собой список объектов, а дамп оперативной памяти не имеет никакой четкой структуры), необходима реструктуризация этих данных. В связи с этим построение графа происходит в два этапа: обработка исходных данных (представление в формате, легко конвертируемом в граф) и запись в базу данных.

Реализация этапа обработки данных

Данные всех трех типов читаются из файлов и преобразовываются в промежуточный формат для сохранения. Из-за специфики каждого типа данных этот формат несколько разнится между типами данных.



Рис. 10. Подграф сети Fig. 10. Network Subgraph



Рис. 11. Связь узла метаданных с каждым пакетом подграфа сети Fig. 11. The Association of the Metadata Node with Each Packet of the Network Subgraph

Данные файловой системы не проходят никакой специальной предобработки, так как изначально генерируются специально разработанным модулем в нужном формате. Их обработка ограничивается прочтением JSON-файла.

Для парсинга дампов оперативной памяти используется Python-библиотека Volatility 3. С ее помощью из дампа оперативной памяти извлекается список процессов и связанные с ними метаданные. Используются следующие плагины: windows.pslist, windows.psscan, windows.handles, windows.getsids. Каждый плагин обернут в класс, который предоставляет интерфейс для запуска плагина и записи возвращаемых данных в единую для всех плагинов структуру. При запуске каждого плагина данные в структуре дополняются, что позволяет получить более полный их массив, чем при использовании любого из плагинов отдельно. Названная выше структура с математической точки зрения является деревом, что позволяет легко создать из нее граф на этапе записи данных. Для парсинга записей сетевого трафика (файлы pcap) используется Python-библиотека Scapy. С ее помощью из записи сетевого трафика извлекается список сетевых пакетов. Подробные метаданные собираются из пакетов, использующих протоколы IP, TCP, UDP. Все данные сохраняются в промежуточную структуру для записи.

Реализация этапа записи данных

Для создания графа в СУБД Neo4j использована Python-библиотека neomodel. Перед записью в СУБД данных подграфов создаются 3 корневых узла для подграфов и 3 ненаправленных ребра между ними. После создания корневых узлов в СУБД поочередно записываются каждый из подграфов. Порядок записи отдельных узлов в подграфах отличается из-за их разной структуры. В подграфе файловой системы из-за произвольной глубины дерева для каждого файла реализован поиск пути в уже созданном подграфе. В случае, если этот путь найден, узел файла связывается с найденным узлом родительской папки, в противном случае весь путь или недостающая его часть создаются, начиная с папок, ближайших к корню файловой системы. Для подграфов оперативной памяти и сети процесс записи с СУБД происходит поочередно для каждой ветви дерева из-за его заранее известной глубины.

Вычислительный эксперимент

Для проведения эксперимента использовалась виртуальная машина, запущенная в Oracle VirtualBox, с предустановленной операционной системой Microsoft Windows 10 Ноте на ПК с одноядерным процессором и 2 Гб оперативной памяти. Данная виртуальная машина была заражена вирусом из семейства RedLine путем запуска вредоносного исполняемого файла. Для записи сетевого трафика было использовано ПО WireShark [6–8], запись велась в течение 3 минут с момента запуска вредоносного исполняемого файла, результат сохранен в файл формата рсар. Для создания дампа оперативной памяти использовалась утилита VirtualBox debugvm, дамп создан через одну минуту после запуска вредоносного файла, результат сохранен в файл формата elf. Для записи состояния файловой системы использован Python-скрипт, описанный выше, результат сохранен в файл формата json. На основе данных трех файлов был составлен граф в базе данных Neo4j [9–11] с 999553 узлами 36 типов и 999556 ребрами 7 типов. Для поиска подграфов использовано ПО Neo4j Browser и запросы на языке Cypher.

Согласно существующему поведенческому анализу вируса [12–15], он производит, среди прочих, доступ к системному файлу AppLaunch.exe и выполняется в течение промежутка времени около 2 секунд. Благодаря такому короткому времени выполнения можно предположить, что значительная часть событий, произошедших на компьютере в этот промежуток времени, имеет непосредственное отношение к действию вируса. Это позволяет произвести анализ графа на основании конкретного момента работы вируса. Для определения этого времени было решено найти файл АррLaunch.exe в графе и извлечь время доступа к нему из метаданных (рисунок 12).

На основе известного времени работы вируса, извлеченного из метаданных файла AppLaunch.exe, и информации о том, что суммарное выполнение программы вируса занимает около 2 секунд, был выбран промежуток времени 3 секунды до и после известного времени, который должен гарантированно покрыть промежуток работы вируса независимо от того, в какой момент этой работы был произведен доступ к файлу AppLaunch.exe. На этом промежутке был проведен поиск всех файлов, к которым производится доступ (рисунок 13) и всех отправленных и принятых сетевых пакетов (рисунок 14).



Fig. 12. Finding the Virus Launch Time

Proceedings of Telecom. Universities. 2022. Vol. 8. Iss. 2



Рис. 13. Найденный подграф файловой системы *Fig. 13. The Found File System Subgraph*



Рис 14. Найденный подграф сетевого трафика *Fig. 14. The Found Subgraph of Network Traffic*

На основе найденного подграфа файловой системы обнаружен список файлов с высокой вероятностью затронутых действием вируса, а на основе подграфа сетевого трафика – МАС- и IP-адреса, на которые вирусом были отправлены данные.

Заключение

Использование метода постинцидентного аудита на основе графов позволяет увеличить скорость и эффективность проведения анализа средств вычислительной техники.

В работе показа возможность описания взаимосвязи между атрибутами объектов за счет применения основных положений теории графов. Теория графов позволяет установить взаимосвязи между состояниями объектов в формате атрибутов и их значений согласно алгоритму. Визуализация, в свою очередь, позволяет повысить информативность обнаруженного инцидента. Метод может применяться в решении задач определения взаимоотношений между объектами данных различных устройств, на которых произошел компьютерный инцидент.

Экспериментальным путем было установлено, что за счет анализа исключительно атрибутов наблюдается повышение информативности его результатов, а также минимизация ошибки аудита. Также стоит отметить тот факт, что при использовании данного метода реализуется возможность визуализации всего процесса анализа сетевого инцидента.

По результатам выполненного эксперимента можно утверждать, что использование метода на основе графов имеет достаточно высокий потенциал применения и дальнейшего развития в сфере постинцидентного аудита для анализа различных событий с целью обеспечения кибербезопасности.

Список источников

1. Деров Е. Учитывая быстрое развитие и рост популярности технологий Big Data, есть причина задуматься о целесообразности их применения при расследовании инцидентов ИБ // IT-компания КАБЕСТ. 2014. URL: http://kabest.ru/press/news/754/index.php?print=Y (дата обращения 15.04.2016)

2. Бессонова Е.Е., Зикратов И.А., Росков В.Ю. Анализ способов идентификации пользователя в сети интернет // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2012. № 6(82). С. 128–129.

3. Бессонова Е.Е., Зикратов И.А., Колесников Ю.Л., Росков В.Ю. Способ идентификации пользователя в сети интернет // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2012. № 3(79). С. 133–137.

4. Пантюхин И.С., Зикратов И.А., Левина А.Б. Метод проведения постинцидентного внутреннего аудита средств вычислительной техники на основе графов // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2016. Т. 16. № 3. С. 506–512. DOI:10.17586/2226-1494-2016-16-3-506-512

5. Кристофидес Н. Теория графов. Алгоритмический подход. М.: Мир, 1978. 432 с.

6. Orebaugh A., Ramirez G., Beale J. Wireshark & Ethereal Network Protocol Analyzer Toolkit. Elsevier, 2006.

7. Wang S., Xu D.S., Y.S. Analysis and application of Wireshark in TCP/IP protocol teaching // IEEE International Conference on E-Health Networking, Digital Ecosystems and Technologies (EDT, Shenzhen, China, 17–18 April 2010). IEEE: 2010. PP. 269–272. DOI:10.1109/EDT.2010.5496372

8. Ndatinya V., Xiao Z., Manepalli V.R., Meng K., Xiao Y. Network forensics analysis using Wireshark // International Journal of Security and Networks. 2015. Vol. 10. No. 2. PP. 91–106. DOI:10.1504/IJSN.2015.070421

9. Miller J.J. Graph Database Applications and Concepts with Neo4j // Proceedings of the Southern Association for Information Systems Conference (Atlanta, USA, 23rd-24th March 2013). Association for Information Systems, 2013. PP. 141–147.

10. Bruggen R.V. Learning Neo4j. 2014. P. 222.

11. Guia J., Soares V.G., Bernardino J. Graph Databases: Neo4j Analysis // Proceedings of the 19th International Conference on Enterprise Information Systems (ICEIS, Porto, Portugal). SciTePress: 2017. Vol. 1. PP. 351–356. DOI:10.5220/0006356003510356

12. Збицкий П.В. Функциональная сигнатура компьютерных вирусов // Доклады ТУСУРа. 2009. № 1(16). С. 75–76.

13. Татаринов А.А., Болдырихин Н.В. Анализ методов обнаружения вредоносного программного обеспечения на основе поведенческих признаков // Сборник избранных статей Всероссийской научно-практической конференции «Национальная безопасность России: актуальные аспекты» (Санкт-Петербург, Россия, 29 марта 2020). СПб: Частное научно-образовательное учреждение дополнительного профессионального образования Гуманитарный национальный исследовательский институт «НАЦРАЗВИТИЕ», 2020. С. 18–22.

14. Назаров А.В., Марьенков А.Н., Калиев А.Б. Выявление поведенческих признаков работы вируса-шифровальщика на основе анализа изменений значений параметров компьютерной системы // Прикаспийский журнал: управление и высокие технологии. 2018. № 1(41). С. 196–204.

15. Назаров А.В., Марьенков А.Н. Проблема выявления признаков вируса-шифровальщика в работе компьютерной системы // VII Всероссийская заочная Интернет-конференция «Проблемы информационной безопасности» (Ростовна-Дону, Россия, 20–21 февраля 2018). Ростов: Федеральное государственное образовательное учреждение высшего образования «Ростовский государственный экономический университет (РИНХ)» Ростовское региональное отделение вольного экономического общества России, 2018. С. 10–14.

Proceedings of Telecom. Universities. 2022. Vol. 8. Iss. 2

References

1. Derov E. Considering the Rapid Development and Growing Popularity of Big Data Technologies, There is a reason to Think about the Expediency of Their Use in the Investigation of Information Security Incidents. IT-kompaniia KABEST. 2014. Available from: http://kabest.ru/press/news/754/index.php?print=Y [Accessed 15th April 2016]. (in Russ.)

2. Bessonova E., Zikratov I., Roskov V. Analysis of Internet User Identification Methods. Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics. 2012;6(82):128-129. (in Russ.)

3. Bessonova E., Zikratov I., Kolesnikov Yu., Roskov V. Internet User Identification Method. Scientific and Technical Bulletin of information Technologies, Mechanics and Optics. 2012;3(79):133–137. (in Russ.)

4. Pantiukhin I.S., Zikratov I.A., Levina A.B. Method of conducting post-incident internal audit of computer equipment based on graphs. Scientific and Technical Bulletin of Information Technologies, Mechanics and Optics. 2016;16(3):506-512. (in Russ.) DOI:10.17586/2226-1494-2016-16-3-506-512

5. Christophides N. Graph Theory. Algorithmic Approach. Moscow: Mir Publ.; 1978. 432 p. (in Russ.)

6. Orebaugh A., Ramirez G., Beale J. Wireshark & Ethereal Network Protocol Analyzer Toolkit. Elsevier; 2006.

7. Wang S., Xu D.S., Y.S. Analysis and application of Wireshark in TCP/IP protocol teaching. IEEE International Conference

on E-Health Networking, Digital Ecosystems and Technologies, EDT, 17–18 April 2010, Shenzhen, China. IEEE, 2010. p.269–272. DOI:10.1109/EDT.2010.5496372

8. Ndatinya V., Xiao Z., Manepalli V.R., Meng K., Xiao Y. Network forensics analysis using Wireshark. International Journal of Security and Networks. 2015;10(2):91-106. DOI:10.1504/IJSN.2015.070421

9. Miller J.J. Graph Database Applications and Concepts with Neo4j. Proceedings of the Southern Association for Information Systems Conference, 23–24 March 2013, Atlanta, USA. Association for Information Systems; 2013. p.141–147.

10. Bruggen R.V. Learning Neo4j. 2014. p.222.

11. Guia J., Soares V.G., Bernardino J. Graph Databases: Neo4j Analysis. Proceedings of the 19th International Conference on Enterprise Information Systems, ICEIS, Porto, Portugal. SciTePress: 2017. vol.1. p.351–356. DOI:10.5220/0006356 003510356 12. Zbitsky P.V. Functional Signature of Computer Viruses. Reports of TUSUR. 2009;1(16):75-76. (in Russ.)

13. Tatarinov A.A., Boldyrikhin N.V. Analysis of Methods for Detecting Malicious Software Based on Behavioral Signs. Proceedings of the All-Russian Scientific and Practical Conference on National Security of Russia: Current Aspects, 29 March 2020, St. Petersburg, Russia. St. Petersburg: Private Scientific and Educational Institution of Additional Professional Education Humanitarian National Research Institute "NATIONAL RAZVITIE" Publ.; 2020. p.18-22. (in Russ.)

14. Nazarov A.V., Marienkov A.N., Kaliev A.B. Identification of behavioral signs of the cipher virus based on the analysis of changes in the values of computer system parameters. Caspian Journal: Management and High Technologies. 2018;1(41): 196-204. (in Russ.)

15. Nazarov A.V., Marienkov A.N. The problem of detecting signs of a cryptographer virus in the operation of a computer system. Proceedings of the VII All-Russian Correspondence Internet Conference on Problems of Information Security, 20–21 February 2018, Rostov-on-Don, Russia. Rostov: Federal State Educational Institution of Higher Education "Rostov State Economic University (RINH)" Rostov Regional Branch of the Free Economic Society of Russia Publ.; 2018. p.10–14. (in Russ.)

Статья поступила в редакцию 11.03.2022; одобрена после рецензирования 11.05.2022; принята к публикации 23.05.2022.

The article was submitted 11.03.2022; approved after reviewing 11.05.2022; accepted for publication 23.05.2022.

Информация об авторе:

ПАНТЮХИН Игорь Сергеевич ассистент факультета инфокоммуникационных технологий Национального исследовательского университета ИТМО https://orcid.org/0000-0002-3946-6057

Научная статья УДК 621.396.712 DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-100-107

Экспериментальный тракт совместной передачи в общем радиоканале сигналов аналогового ЧМ-и цифрового DRM-радиовещания

💿 Сергей Анатольевич Соколов, sokoloff@digiton.ru

000 «Дигитон Системс», Санкт-Петербург, 191123, Российская Федерация

Аннотация: Изложено состояние современной российской радиоиндустрии, исследованы схемы организации тракта совместной передачи в одном радиоканале программ аналогового и цифрового ЧМ/DRMрадиовещания в диапазоне ОВЧ, описана реализация экспериментального тракта, использованная в опытной зоне аналого-цифрового ЧМ/DRM-радиовещания в полосе частот 87,5–108 МГц в Санкт-Петербурге в период 2019–2020 гг. Даны рекомендации по применению системы цифрового радиовещания DRM на переходном периоде в диапазоне ОВЧ в Российской Федерации.

Ключевые слова: ЧМ-радиовещание, DRM-радиовещание, ЧМ/DRM-радиовещание

Ссылка для цитирования: Соколов С.А. Экспериментальный тракт совместной передачи в общем радиоканале сигналов аналогового ЧМ-и цифрового DRM-радиовещания // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2. С. 100–107. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-100-107

Block Diagram of the DRM Simulcast Trial Equipment Configuration in FM Band

Sergei Anatolievich Sokolov, sokoloff@digiton.ru

Digiton Systems, LLC, St. Petersburg, 191123, Russian Federation

Abstract: The article describes the current state of Russian radio broadcasting industry, study and implementation of block diagram of the DRM Simulcast trial equipment configuration in FM band, based on the carried out a high-power field trial of the DRM system in DRM Simulcast mode during 2019 to 2020. Recommendations for DRM digital broadcasting system implementation during the transitional period in the VHF band in the Russian Federation is presented.

Keywords: FM broadcasting, DRM digital audio broadcasting, DRM Simulcast

For citation: Sokolov S. Block Diagram of the DRM Simulcast Trial Equipment Configuration in FM Band. *Proc. of Telecom. Universities.* 2022;8(2):100–107. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-100-107

Введение

Радио [1] всегда выполняло не только развлекательную, но и важную просветительскую, а также образовательную функцию [2]. В текущей обстановке роль радио [3] для обеспечения своевременного информирования [4] населения важна как никогда. Радиовещание востребовано как в крупных городах, так и в российских регионах, где является самым популярным и оперативным средством массой информации. По данным измерений российской аудитории радиостанций, в 2022 г. более 90 % россиян имеют радиоприемник (исследование АО «Медиаскоп» среди жителей РФ в возрасте от 12 лет и старше в рамках проекта Radio Index). Более 80 % россиян каждую неделю слушают радио. Исследования говорят о том, что радио слушают все категории населения: мужчины и женщины, взрослые и дети, работающие и неработающие.

На сегодняшний день в российском диапазоне ОВЧ II действуют более 3000 радиостанций, на которых работают десятки тысяч человек: в том числе журналисты, ведущие, работники культуры, технические специалисты, административноуправленческий персонал. Абсолютное большинство радиостанций являются коммерческими, т. е. их доходы в основном состоят из выручки от продажи рекламы [5]. При этом общий объем рекламы на радио падает: если в 2018 г. он составлял 16,9 млрд. руб., то в 2021 г. – лишь 14 млрд. руб. Падение объема рекламы вызвано как уменьшением аудитории радиовещания из-за ее оттока к новым видам медиа (социальным сетям, стриминговым сервисам и другому контенту, потребляемому через Интернет), так и экономическим кризисом, вызванным последствиями пандемии и антироссийскими санкциями.

В таких условиях механизм выделения частот для цифрового радиовещания (ЦРВ) должен учитывать интересы радиоиндустрии [6], а в конечном счете – радиослушателей. Неосмотрительные шаги по ускорению переходного периода от аналогового к цифровому радиовещанию могут привести к уходу из радиоиндустрии ключевых игроков, инвесторов, потере рабочих мест и падению стоимости радиовещательных бизнесов. При форсировании перехода к ЦРВ стоимость аналоговых частот, как актива, упадет, что приведет к потере инвесторами средств, вложенных в индустрию радиовещания.

Для недопущения разрушения существующей радиовещательной индустрии цифровые частоты для DRM-вещания в диапазоне ОВЧ Π (87,5...108 МГц) разумно выдавать только существующим ЧМ-вещателям. При этом для возможности работы в режиме аналого-цифрового ЧМ/DRМ-радиовещания с использованием одного передатчика и общего антенно-фидерного устройства (АФУ), полосы частот для ЦРВ необходимо выделять с разносом несущих частот DRM- и ЧМсигналов в 150 или 200 кГц. С учетом шага сетки несущих частот, равной 400 (реже 300) кГц, при разносе несущих частот DRM- и ЧМ-сигналов на 150 или 200 кГц, цифровой сигнал будет находиться ровно посередине между соседними частотами действующих радиостанций (рисунок 1).

Целью статьи является разработка структуры и реализация тракта совместной передачи в одном радиоканале программ аналогового и цифрового ЧМ/DRM-радиовещания в диапазоне ОВЧ. Полученная структура могла бы использоваться вещателями и операторами связи как типовое решение при реализации механизма выдачи частот для ЦРВ в стандарте DRM в диапазоне ОВЧ II.



Разработка требований, предъявляемых к структуре экспериментального ЧМ/DRM-тракта

Требования, предъявляемые к структуре экспериментального ЧМ/DRМ-тракта, должны учитывать особенности устройства радиопередающего центра, технические условия вещателя и параметры, указанные в Разрешении на использование радиочастот (РИЧ). Параметры качества каждого из трактов должны соответствовать требованиям соответствующих стандартов [7–8] и рекомендациям международного союза электросвязи [9–11].

В качестве площадки для организации экспериментального радиовещания в формате ЧМ/DRM был выбран Ленинградский радиотелевизионный передающий центр Санкт-Петербургского филиала РТРС (ЛРТПЦ). Радиохолдинг ГПМ Радио согласился на время эксперимента [12] заменить штатный ЧМ-передатчик радиостанции Comedy Radio, работающий на частоте 95,9 МГц, на передатчик, формирующий комбинированный аналого-цифровой сигнал. Формирование ЧМ-радиосигнала на частоте 95,5 МГц при этом должно было осуществляться в штатном режиме, так как это действующая коммерческая радиостанция. Поскольку передатчик, формирующий в одном радиоканале ЧМ/DRMсигнал, будет экспериментальным, для возможности оперативно вернуть радиостанцию на штатный ЧМ-передатчик необходимо предусмотреть высокочастотный (ВЧ) переключатель, при помощи которого будет осуществляться переключение антенной системы с одного передатчика на другой.

В современном радиовещании применяются звуковые вещательные процессоры [13] – это сложные цифровые устройства многополосной обработки звуковых сигналов, предназначенные для получения:

– однородного частотного состава программы звукового вещания и выравнивания характеристик всех элементов, из которых она формируется;

 – максимально возможной (при условии ограниченной девиации) громкости; – ряда других индивидуальных особенностей звучания радиостанции с учетом предпочтений целевой аудитории слушателей.

Обработка звукового сигнала для аналогового и цифрового радиовещания принципиально отличается. Однако для получения сопоставимого по тембру и динамике звучания радиостанции в аналоговом (ЧМ) и цифровом (DRM) форматах необходимо в данном случае предусмотреть одинаковый тип обработки.

Спектр объединенного аналого-цифрового ЧМ/DRM-сигнала на выходе тракта совместной передачи должен находиться в пределах спектральной маски излучения, изображенной на рисунке 2. Данная маска излучения получена методом объединения масок излучения аналогового ЧМ-сигнала системы с пилот-тоном (красный цвет) и цифрового DRM-сигнала (зеленый цвет). За нулевую частоту принята центральная частота радиоканала аналоговой ЧМ-радиостанции.



Рис. 2. Рекомендуемая спектральная маска излучения, определяющая уровень внеполосных излучений аналого-цифрового ЧМ/DRM-сигнала, при расположении DRM-сигнала справа от ЧМ-сигнала

Fig. 2. Recommended Spectrum Mask of RF Emission Limits for DRM Simulcast Signal, when the DRM Signal is Located to the Right of the FM Signal

Анализ вариантов реализации структуры экспериментального ЧМ/DRM-тракта

Тракт совместной передачи в одном радиоканале программ аналогового и цифрового ЧМ/DRМрадиовещания в диапазоне ОВЧ может быть реализован в соответствии с одним из трех принципиально разных подходов [14]:

- с использованием двух независимых передатчиков, устройства сложения мощности (УСМ) и общего АФУ;

 – с использованием двух независимых передатчиков и двух независимых АФУ;

 – с использованием общего усилителя мощности (УМ) и общего АФУ. На рисунке 3 представлена схема с использованием двух независимых передатчиков и УСМ. Сформированные усиленные высокочастотные ЧМ- и DRM-сигналы складываются и излучаются в эфир при помощи одного АФУ. Преимуществом такой схемы является возможность использовать существующую антенно-фидерную систему, а также полная независимость трактов формирования аналогового ЧМ- и цифрового DRM-сигналов. К недостаткам схемы следует отнести высокую стоимость УСМ, необходимость дополнительного места для установки УСМ, а также потери мощности на эквиваленте нагрузки, которая должна быть подключена к соответствующему выходу УСМ.



Рис. 3. Структурная схема совместной передачи в одном радиоканале программ аналогового и цифрового радиовещания в форматах ЧМ/DRM с использованием устройства сложения мощности

Fig. 3. Block Diagram Implementation of the DRM Simulcast Trial Equipment Configuration in FM Band Based a RF Power Combiner

На рисунке 4 показана реализация тракта совместной передачи в одном радиоканале программ радиовещания в форматах ЧМ/DRM с использованием двух независимых передатчиков и двух независимых АФУ. К преимуществам этой схемы можно отнести еще большую независимость трактов формирования аналогового ЧМ- и цифрового DRMсигналов, отсутствие потери мощности в УСМ. Недостатками этого решения является необходимость установки дополнительного АФУ, что не всегда технически возможно. Для получения равных зон обслуживания антенны должны иметь одинаковые диаграммы направленности. По критерию энергоэффективности – это лучший вариант реализации тракта совместной передачи в одном радиоканале программ аналогового и цифрового радиовещания в форматах ЧМ/DRM.





Fig. 4. Block Diagram Implementation of the DRM Simulcast Trial Equipment Configuration in FM Band Based on two Independent Antenna Systems

На рисунке 5 показана схема, в которой сигналы радиовещания цифрового DRM- и аналогового ЧМстандартов объединены до основного УМ. Однако УМ, способный усиливать комбинированный ЧМ/DRM-сигнал, принципиально отличается от УМ, предназначенных для усиления только аналогового ЧМ- или только цифрового DRM-сигналов.

При аналоговом радиовещании в диапазоне ОВЧ используются ЧМ-сигналы с постоянной амплитудой, это позволяет при построении трактов усиления мощности применять режимы работы усилительных приборов с высоким коэффициентом полезного действия (КПД). В цифровом вещании DRM используется станларта модуляция ОFDM/QAM. Сигнал OFDM/QAM характеризуется высоким значением пик-фактора [15], а потому для его усиления требуется высокая линейность амплитудной и равномерность фазоамплитудной характеристик усилительного тракта передатчика в значительно большем динамическом диапазоне изменения входных уровней. Это влечет за собой необходимость использования высоколинейных УМ с большим динамическим диапазоном. Однако такие радиочастотные усилители существенно менее эффективны по энергетике, т. е. имеют низкий КПД. Добавление DRM-сигнала в радиоканал ЧМ-передатчика увеличивает его номинальную мощность, ухудшает энергоэффективность, усложняет систему охлаждения и, как следствие, увеличивается его цена и стоимость эксплуатации. Кроме того, УМ комбинированного ЧМ/DRМ-сигнала не должен создавать побочных продуктов интермодуляции.



гис. 5. структурная схема совместной передачи в одном радиоканале программ аналогового и цифрового радиовещания в форматах ЧМ/DRM с общим усилителем мощности

Fig. 5. Block Diagram Implementation of the DRM Simulcast Trial Equipment Configuration in FM Band Based on a Shared Radio-Frequency Power Amplifier

В таблице 1 представлена сравнительная характеристика рассмотренных схем, они существенно различаются, имеют свои преимущества и недостатки. Выбор конкретного варианта будет зависеть от исходных данных и технических условий в каждом отдельном случае.

ТАБЛИЦА 1. Сравнительная оценка схем совместной передачи в одном радиоканале программ аналогового и цифрового радиовещания в форматах ЧМ/DRM

TABLE 1. Comparative Assessment of the DRM Simulcast Broadcasting Systems Implementation

Название	Критерии оценки				Итоговая	
схемы	K_1	<i>K</i> ₂	<i>K</i> ₃	K_4	оценка	
С общими УСМ и АФУ	+	+	-	-	++	
С двумя независимыми АФУ	+	-	+	-	++	
С общими УМ и АФУ	-	+	-	+	++	

Условные обозначения:

*К*₁ – независимость ЧМ- и DRM-трактов;

К2 – использование существующего АФУ;

*К*3 – КПД;

К4 – размеры.

Несомненным преимуществом схемы с одним УМ при совместной передаче в одном радиоканале программ аналогового и цифрового радиовещания в форматах ЧМ/DRM является возможность модернизации существующей сети аналогового радиовещания без необходимости замены антеннофидерного тракта. Именно это преимущество было решающим при выборе структуры экспериментального тракта. Установка дополнительного антенно-фидерного оборудования на телевизионной башне ЛРТПЦ, как и установка дополнительного УСМ в зале с передающим оборудованием, была невозможна.

Реализация схемы с общим усилителем мощности

Выбранная для реализации схема экспериментального тракта была дополнена звуковым вещательным процессором, обеспечивающим однотипную и независимую обработку программ звукового вещания радиостанции «Comedy Radio» в аналого-цифровом ЧМ/DRМ-форматах.

Звуковой вещательный процессор (FM-процессор) из левого и правого сигналов стереопары формирует комплексный стереосигнал (КСС), которым модулируется несущая частота ЧМпередатчика. Выходной лимитер КСС, являющийся важнейшей И неотъемлемой частью FMпроцессора, обеспечивает нужные энергетические характеристики, влияет на громкость и среднее значение девиации несущей частоты. Однородность (похожесть) звучания при приеме для обоих трактов (ЧМ и DRM) достигается многополосной обработкой в частотной области, изменением исходного динамического диапазона сигнала и сложными взаимосвязями звеньев обработки. FMпроцессор существенно влияет не только на громкость при передаче, но и на такие параметры как отношение сигнал/шум, индекс модуляции и восприимчивость сигнала к эффекту многолучевого приема.

При цифровом формате DRM-радиовещания отсутствуют пределы динамического диапазона звукового сигнала, связанные с ограничением девиации несущей частоты, имеющей место при ЧМпередаче. В отличие от ЧМ-радиовещания, где полоса частот звукового сигнала ограничена полосой частот от 30 Гц до 15 кГц, в цифровом формате этого ограничения нет. При этом радиовещание в цифровом формате предполагает использование кодеков для компрессии звуковых данных, которые, в свою очередь, влияют на итоговое качество звучания, а потому их влияние должно быть учтено на этапе динамической обработки.

На рисунке 6 показана структура реализованного экспериментального тракта совместной передачи в одном радиоканале программ аналогового и цифрового ЧМ/DRM-радиовещания по схеме с общим радиочастотным УМ и существующим АФУ радиостанции «Comedy Radio». Три программы звукового вещания, которые передаются в DRMмультиплексе, поступают на вход контент-сервера в виде звуковых AoIP-потоков в формате Livewire. Преобразование цифровых звуковых сигналов из формата AES/EBU в формат AoIP-потоков обеспечивает многоканальный интерфейс Telos xNode. Сигналы «Comedy Radio» для вещания в ЧМ- и DRM-форматах, «Авторадио» для вещания в DRMформате обрабатываются процессором Omnia.9. Сигнал радиостанции «Европа Плюс» поступает на вход интерфейса Telos xNode уже предварительно обработанным для его передачи по радиоканалу.





Контент-сервер Fraunhofer ContentServer R6, на который приходят обработанные звуковые сигналы в формате IP-потоков Livewire, обеспечивает:

 – кодирование звуковых сигналов в реальном времени с использованием кодека MPEG-4 xHE-AAC;

– формирование данных мультимедийных сервисов: DRM TextMessages, Journaline, MOT Slideshow, EPG Electronic Programme Guide, TMC Traffic Message Channel; – формирование выходного потока для интерфейса MDI/DCP.

Сформированный DRM-мультиплекс в формате MDI с выхода контент-сервера поступает на вход DRM-модулятора RFmondial, обеспечивающего OFDM/QAM-модуляцию поднесущих частот в DRMтракте. С выхода DRM-модулятора RFmondial сигнал в форме синфазной и квадратурной составляющих (I/Q-сигнал) поступает через блок контроля и управления (БКУ) на цифровые AES-входы формирователей MDR2. Во время экспериментального ЧM/DRM-радиовещания в Санкт-Петербурге также был успешно протестирован новейший формирователь передатчика MDR2 с встроенным DRMмодулятором. Блок контроля и управления обеспечивает оперативное «бесшовное» переключение с одного формирователя на другой для резервирования и изменения параметров передачи в формате ЧМ/DRM. Выходной ВЧ-сигнал с передатчика через ВЧ-переключатель поступает на антенную систему. На второй вход ВЧ-переключателя подключен резервный ЧМ-передатчик, ранее используемый радиостанцией для ЧМ-вещания.

В таблице 2 представлен перечень использованного оборудования.

ТАБЛИЦА 2. Перечень оборудования, использованного для реализации экспериментального тракта совместной передачи в одном радиоканале программ аналогового и цифрового ЧМ/DRM-радиовещания в диапазоне ОВЧ

TABLE 2. List of Equipment Used for the DRM Simulcast Trial Implementation in FM Band

Nº	Наименование оборудования	Основные характеристики и назначение
1.	Звуковой вещательный процессор Omnia.9	 формирование КСС и динамическая обработка звукового сигнала для ЧМ-радиовещания; раздельная независимая обработка звуковых сигналов трех программ для DRM-радиовещания; каждое ядро обработки отдельно полностью настраиваемое, можно выбрать 2, 3, 4, 5, 6 или 7 ча- стотных полос обработки; психоакустический композитный лимитер; технология «UNDO» (деклиппер и адаптивный многополосный экспандер, которые удаляют ис- кажения из исходного материала); многополосный звуковой экспандер; трехступенчатый широкополосный APУ с регулируемым эквалайзером и цепью управления; программно зависимый многополосный компрессор; многополосный лимитер с упреждением; регулируемый динамический клиппер для басового диапазона; двухполосный оконечный лимитер с упреждением для цифрового радиовещания; автоматический программно зависимый деклиппер и многополосный экспандер; встроенный RDS-кодер
2.	Звуковой AoIP-интерфейс Telos xNode	Имеет 4 звуковых цифровых входа и выхода AES/EBU, 2 сетевых Audio-over-IP интерфейса, совме- стимых с протоколами передачи звуковых данных Livewire, AES67, Ravenna. Используется для пре- образования звуковых сигналов в формат IP-потока Livewire
3.	Контент-сервер Fraunhofer Content- Server R6, версия DRM-CS Professional	Аппаратная платформа DELL PowerEdge R230. Основные функции: кодирования трех независимых потоков аудио в реальном времени с использованием кодека MPEG-4 xHE-AAC; формирование дан- ных мультимедийных сервисов: DRM TextMessages, Journaline, MOT Slideshow, EPG Electronic Pro- gramme Guide, TMC Traffic Message Channel; формирование основных цифровых потоков MSC, FAC, SDC; мультиплексирование сформированных цифровых потоков в единый выходной поток MDI/DCP в соответствии с ETSI TS 102 820, ETSI TS 102 821
4.	DRM-модулятор RFmondial LVDRMplus	Цифровая модуляция в DRM-тракте. Входной сигнал MDI/DCP от контент-сервера. Выходной сигнал формата I/Q
5.	Передатчик Полюс 5.0 ПТ	Состав передатчика: – блок мониторинга СДК-5.3-М; – формирователь MDR2-0001 основной – 2 шт.; – блок управления БКУ6-М2-350 (PB); – сумматор С.5К.88-108 (3хFMA2000); – блок балласта ББ-5КРВ 88-108 (3хFMA2000, Nf,7/16f, возд.); – усилитель 2кВт FMA.2000.070-01 – 3 шт. Передатчик поддерживает 3 режима работы: формирование аналогового ЧМ-сигнала, цифрового DRM-сигнала, комбинированного ЧМ/DRM-сигнала

Параметры качества передающих трактов ЧМ/DRM-радиовещания полностью соответствуют требованиям соответствующих стандартов [7–8]. Важно, что возможно независимое раздельное дистанционное управление характеристиками каждого из передающих экспериментальных трактов ЧМ/DRM-радиовещания.

Заключение

Состояние отечественной радиовещательной отрасли, существование которой основано на рекламных доходах, вызывает риски по ее разрушению при форсировании перехода к ЦРВ или выдаче цифровых частот новым вещателям, которые не имеют аналоговых ЧМ-частот в диапазоне ОВЧ II (87,5...108 МГц).

Государственная политика по переходу к ЦРВ должна быть взвешенной и последовательной для того, чтобы, с одной стороны, сохранить радиоиндустрию, а с другой стороны – стимулировать инвестиции в разработку передающего и приемного оборудования, а также в налаживании поставок бытовых стационарных и автомобильных DRMприемников.

Переход к ЦРВ должен быть осуществлен в несколько этапов. Продолжительность каждого этапа должна определяться объемом аудитории, которая перешла на использование цифровых радиоприемников.

Отраслевые нормативно-правовые акты должны закрепить минимально допустимое качество программ ЦРВ для недопущения негативного опыта аудитории при переходе от аналогового к цифровому радиовещанию. Исследования показывают, что минимальная скорость цифрового потока на одну стереопрограмму, при котором практически незаметна разница по качеству при воспроизведении между аналоговым ЧМ- и цифровым DRM-сигналом, составляет 30 кбит/с при использовании кодека хНЕ-ААС [16]. При аналого-цифровом ЧМ/DRM-радиовещании в цифровом мультиплексе должна передаваться цифровая копия звуковой программы вещания, распространяемой в аналоговом ЧМ-формате данной радиостанцией. Это позволит сделать переход на ЦРВ комфортным для слушателя и реализовать в приемниках автоматическое переключение с аналогового на цифровой формат вещания.

Для возможности работы в режиме аналогоцифрового ЧМ/DRМ-радиовещания с использованием одного передатчика и общего АФУ, полосы частот для ЦРВ необходимо выделять с разносом несущих частот DRM- и ЧМ-сигналов в 150 или 200 кГц. При этом в качестве типовой структуры можно использовать реализацию тракта совместной передачи в одном радиоканале программ аналогового и цифрового ЧМ/DRМ-радиовещания в диапазоне ОВЧ, описанную в данной статье. Передатчики серии «Полюс», производимые новосибирским предприятием НПП «Триада-ТВ», широко распространены на объектах РТРС. Для перевода их в режим работы аналогового-цифрового ЧМ/DRМ-радиовещания достаточно дополнительно установить программную опцию DRM-модулятора в формирователь MDR2 и контент-сервер.

Работоспособность предлагаемой структуры экспериментального ЧМ/DRM-тракта проверена в течение длительного периода ее эксплуатации в Санкт-Петербурге с 18 июля 2019 г. по 25 декабря 2020 г. при мощностях аналоговой и цифровой частей передатчика, равных 3000 и 800 Вт, соответственно.

Список источников

1. Кийт М. Радиостанция. Пер. с англ. М.: Мир, 2001.

2. Гикис С.Н. Детское радиовещание в России: современное состояние и перспективы развития // Научнометодические чтения ПГУ «Университетские чтения – 2021» (Пятигорск, Россия, 17–19 марта 2021 г.). Пятигорск: Пятигорский государственный университет, 2021. С. 82–86.

 Болотова Е.А., Болотова Л.Д. Актуальные тенденции развития современного отечественного радиовещания // Международная научно-практическая конференция «Журналистика в 2021 году: Творчество, профессия, индустрия» (Москва, Россия, 3–5 февраля 2022 г.). Москва: МГУ, 2022. С. 20–21.

4. Насонова Ю.В. Информационная повестка на развлекательных радиостанциях по время пандемии Covid-19 на примере "Радио Дача" // Вестник Новосибирского государственного университета. Серия: История, филология. 2021. Т. 20. № 6. С. 192–199. DOI:10.25205/1818-7919-2021-20-6-192-199

5. Бекетова Ю.В. Особенности конкуренции на современном радиорынке Москвы // Меди@льманах. 2021. № 3(104). С. 60–72. DOI:10.30547/mediaalmanah.3.2021.6072

6. PAP: о развитии цифрового радиовещания // Радиопортал. URL: https://radioportal.ru/news/rar-o-razvitiicifrovogo-radioveshchaniya (дата обращения 27.06.2022)

7. ETSI ES 201 980 V4.2.1 (2020-11). Digital Radio Mondiale (DRM). System Specification. European Broadcast Union, 2020.

8. ETSI EN 302 018-2 (2005-06). Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM). Transmitting equipment for the Frequency Modulated (FM) sound broadcasting service. Part 2. Harmonized EN under article 3.2 of the R&TTE Directive. European Telecommunications Standards Institute, 2005.

9. Рекомендация МСЭ-R BS.1114–9 (10/2017) Системы наземного цифрового звукового радиовещания на автомобильные, переносные и стационарные приемники в диапазоне частот 30–3000 МГц. 2017

10. Рекомендация МСЭ-R BS.1660-8 (06/2019) Техническая основа для планирования наземного цифрового звукового радиовещания в полосе ОВЧ.

11. Рекомендация МСЭ-R BS.1615-1 (05-2011) «Параметры планирования» для цифрового звукового радиовещания на частотах ниже 30 МГц. 2011.

12. 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

13. Katz B. Mastering Audio: The Art and the Science. London: Focal Press, 2002. 319 p.

14. Laflin N., Cornell L., Zink A. DRM Handbook. London: DRM Consortium, 2020. 81 p.

15. Морозов К.Ю. Исследование и разработка путей совершенствования сетей и оборудования цифрового радиовещания. Дис. ... канд. техн. наук. Самара: Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, 2021. 154 с.

16. Соколов С.А., Ковалгин Ю.А. Влияние алгоритмов компрессии контент-сервера системы DRM на качество передаваемых звуковых программ // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2021. Т. 15. № 7. С. 4–13. DOI:10.36724/2072-8735-2021-15-7-4-13

References

1. Kit M. Radio station. Translated from English. Moscow: Mir Publ.; 2001. (in Russ.)

2. Gikis S.N. Children's Radio Broadcasting in Russia: Current State and Development Prospects. *Proceedings of the Scientific and Methodological Conference of Pyatigorsk State University, University Readings – 2021, 17–19 March 2021, Pyatigorsk, Russia.* Pyatigorsk: Pyatigorsk State University Publ.; 2021. p.82–86. (in Russ.)

3. Bolotova E.A., Bolotova L.D. Current Trends in the Development of Modern Domestic Radio Broadcasting. *Proceedings of the International Scientific and Practical Conference on Journalism in 2021: Creativity, profession, industry, 3–5 February 2022, Moscow, Russia.* Moscow: Moscow State University Publ.; 2022. p.20–21. (in Russ.)

4. Nasonova Yu. V. Information Agenda on Entertainment Radio Stations during the Covid19 Pandemic on the Example of "Radio Dacha". *Vestnik NSU. Series: History and Philology*. 2021;20(6):192–199. DOI:10.25205/1818-7919-2021-20-6-192-199 (in Russ.)

5. Beketova J.V. Competition in the Current Moscow Radio Market. *MediaAlmanah*. 2021;3(104):60–72. (in Russ.) DOI:10.30547/mediaalmanah.3.2021.6072

6. *Radioportal*. RAP: on the Development of Digital Broadcasting. (in Russ.) URL: https://radioportal.ru/news/rar-o-razvitii-cifrovogo-radioveshchaniya [Accessed 27th June 2022]

7. ETSI ES 201 980 V4.2.1 (2020-11). Digital Radio Mondiale (DRM). System Specification. European Broadcast Union; 2020.

8. ETSI EN 302 018-2 (2005-06). Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM). Transmitting equipment for the Frequency Modulated (FM) sound broadcasting service. Part 2. Harmonized EN under article 3.2 of the R&TTE Directive. European Telecommunications Standards Institute; 2005.

9. ITU-R Document 6/172 Rev. 1 (12/2017). Draft revision to Recommendation ITU-R BS.1114–9. Systems for terrestrial digital sound broadcasting to vehicular portable and fixed receivers in the frequency range 30–3 000 MHz.

10. Rec. ITU-R BS.1660-8 (06-2019) Technical Basis for Planning of Terrestrial Digital Sound Broadcasting in the VHF Band. 2019.

11. Rec. ITU-R BS.1615-1 (05-2011) Planning parameters for digital sound broadcasting at frequencies below 30 MHz. 2011.

12. Sokolov S.A., Myshyanov S.V., Kovalgin Yu.A. Results of the DRM Simulcast Field Trials in 87.5–108 MHZ BAND *Electrosvyaz*. 2021;4:30–36. DOI:10.34832/ELSV.2021.17.4.003

13. Katz B. Mastering Audio: The Art and the Science. London: Focal Press; 2002. 319 p.

14. Laflin N., Cornell L., Zink A. DRM Handbook. London: DRM Consortium; 2020. 81 p.

15. Morozov K.Yu. *Research and Development of Ways to Improve Networks and Equipment for Digital Radio Broadcasting*. PhD Thesis. Samara: Povolzhskiy State University Publ; 2021. 154 c. (in Russ.)

16. Sokolov S.A., Kovalgin YU.A Influence of the Compression Algorithms on the Quality of Audio Programs in Drm Digital Radio Broadcasting System. *T-Comm*. 2021;15(7):4–13. DOI :10.36724/2072-8735-2021-15-7-4-13

Статья поступила в редакцию 30.05.2022; одобрена после рецензирования 18.06.2022; принята к публикации 22.06.2022.

The article was submitted 30.05.2022; approved after reviewing 18.06.2022; accepted for publication 22.06.2022.

Информация об авторе:

СОКОЛОВ генеральный директор 000 «Дигитон Системс» **Сергей Анатольевич (**[©] https://orcid.org/0000-0002-3112-6883
Научная статья УДК 004.942 DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-108-119 CC BY 4.0

Моделирование корреляционного оптического рефлектометра с зондирующим сигналом в виде фрагментов псевдослучайных последовательностей

💿 Хричков Валентин Александрович, hrichkovv@gmail.com

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

Аннотация: Традиционно, наиболее информативным средством измерения параметров линейных оптических трактов волоконно-оптических систем связи является оптический рефлектометр во временной области с простым зондирующим сигналом. Недостатками такого рефлектометра являются известные ограничения на динамический диапазон и разрешающую способность. Для улучшения перечисленных характеристик в работе рассматривается возможность применения технологии корреляционных рефлектометров с зондирующим сигналом в виде фрагментов псевдослучайных последовательностей. Проведенное в работе исследование доказывает преимущества таких рефлектометров перед традиционными.

Ключевые слова: оптическое волокно, оптическая рефлектометрия, сигнал обратного рассеяния, сложный зондирующий сигнал, корреляционный рефлектометр

Ссылка для цитирования: Хричков В.А. Моделирование корреляционного оптического рефлектометра с зондирующим сигналом в виде фрагментов псевдослучайных последовательностей // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 2. С. 108–119. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-108-119

Modeling of Correlation Optical Reflectometer with a Probing Signal in the Form of Pseudo-Random Sequences Fragments

b Khrichkov Valentin, hrichkovv@gmail.com

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

Abstract: Traditionally, the most informative means of measuring the parameters of linear optical paths of fiberoptic communication systems is an optical time domain reflectometer with a simple probing signal. The disadvantages of such a reflectometer are known limitations on the dynamic range and resolution. To improve the listed characteristics, the paper considers the possibility of using the technology of correlation reflectometers with a probing signal in the form of fragments of pseudo-random sequences. The study carried out in this work proves the advantages of such reflectometers over traditional ones.

Keywords: optical fiber, optical reflectometry, backscatter signal, complex probe signal, correlation reflectometer

Ссылка для цитирования: Khrichkov V. Modeling of Correlation Optical Reflectometer with a Probing Signal in the Form of Pseudo-Random Sequences Fragments. *Proc. of Telecom. Universities.* 2022;8(2):108–119. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-2-108-119

Введение

Наиболее информативным средством измерения параметров линейных оптических трактов (ЛОТ) волоконно-оптических систем связи (ВОСС) является оптический рефлектометр (OP) во временной области (OTDR, аббр. от англ. Optical Time Domain Reflectometer) с простым зондирующим импульсом (ЗИ) [1-9]. Недостатками такого ОР являются известные ограничения на динамический диапазон и разрешающую способность. Динамический диапазон ограничен максимальной энергией ЗИ, которая определяется пиковой мощностью источника излучения, и максимальной длительностью ЗИ. Длительность ЗИ обычно выбирается в пределах от 10 нс до 10 мкс, разрешающая способность ОР при этом изменяется от 1 м до 1 км. Максимальная пиковая мощность ограничивается нелинейными явлениями в оптических волокнах (ОВ), особенно в одномодовых, и обычно не превышает 100-200 мВт.

Расширить динамический диапазон при высокой разрешающей способности можно за счет корреляционных ОР [10–17]. В них применяются сложные зондирующие сигналы (ЗС) и корреляционная обработка сигналов обратного рассеяния (СОР). В качестве ЗС могут использоваться последовательности импульсов с узкой автокорреляционной функцией (АКФ) без боковых лепестков. Такими свойствами обладают биполярные комплиментарные последовательности Голея [10–15] и псевдослучайные последовательности максимальной длины (М-ПСП).

Описание программы

О разработанной программе. В данной работе моделируется работа корреляционного ОР, использующего в качестве ЗС фрагменты М-ПСП [15–17]. Основными блоками разработанной программы являются: генератор ЗС, ЛОТ, фотоприемное устройство (ФПУ) и дисплей.

Основной экран разработанной на языке Visual Basic программы показан на рисунке 1. Программа позволяет исследовать методические и инструментальные погрешности измерений рефлектограмм с помощью корреляционного ОР сравнительно коротких ЛОТ с большим затуханием. Результаты моделирования могут быть полезными для разработчиков корреляционных ОР.

Рассмотрим блоки программы.

Генератор ЗС. В качестве ЗС могут использоваться фрагменты М-ПСП с периодом М = 7, 13, 31, 63, 127 и 255 импульсов (тактов) длительностью $t_u = 50$ нс (разрешающая способность 5 м). Длину фрагментов *МР* можно устанавливать равной от 1 до *М* импульсов, а также равной *MP* = 0.125, 0.25, 0.5 и 0.75 (*M* + 1) импульсов.

Отметим, что в реальном корреляционном ОР мощность ЗИ всегда положительна, а классические М-ПСП биполярны. Поэтому для получения рефлектограммы ЛОТ от одного фрагмента ПСП необходима последовательная посылка двух ЗС, состоящих только из положительных импульсов. Первый ЗС (прямой) формируется из положительных импульсов фрагмента ПСП, а второй (инверсный) формируется из отрицательных импульсов того же фрагмента. Рефлектограмма ЛОТ от одного фрагмента ПСП представляет собой разность прямой и обратной рефлектограмм. В данной работе с помощью моделирования в этой же программе строго доказано, что для упрощения моделирования можно использовать биполярные ЗС.

Линейный оптический тракт. ЛОТ состоит из двух одинаковых ОВ с коэффициентом затухания $\alpha = 2$ или 3 дБ/км, общей протяженностью l = 0.25, 0.5, 1.0, 2.0, 5.0 или 7.5 км, между которыми располагается отражающая неоднородность на расстоянии 60, 120, 400 или 900 м с вносимыми потерями от 0 до 1 дБ и возвратными потерями от 40 до 60 дБ. Возвратные потери от конца ЛОТ можно изменять от 40 до 60 дБ.

Фотоприемное устройство. ФПУ характеризуется уровнем собственных шумов, который при исследованиях можно варьировать в диапазоне от –20 до –60 дБ. Изменяя коэффициент передачи (усиление) для СОР в ФПУ, можно смещать рефлектограмму вдоль оси СОР в пределах от Y = –46 до +6 дБ. В линейном масштабе изменению усиления на 6 дБ соответствует изменению сигнала в условных единицах (у. е.) в 4 раза.

Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) ФПУ может оцифровывать СОР с дискретностью 10, 20, 30, 40 и 50 нс при постоянной длительности 50 нс одного такта 3С.

Дисплей. Результаты работы корреляционного ОР отображаются на дисплее, который занимает большую часть экрана программы. Дисплей работает в двух режимах: основном – регистрации рефлектограмм, и дополнительном, позволяющим отображать форму ЗС и их АКФ.

Регистрация рефлектограмм. При регистрации рефлектограмм на экран дисплея нанесена сетка с 10 делениями по оси расстояния и 7 делениями по оси СОР. Цена деления по оси расстояния составляет 0.25 км/дел при длине ЛОТ до 1 км, 0.5 км/дел при длине 2 км и 1 км/дел при длинах 5 и 7.5 км.

В реальном корреляционном ОР зондирующий сигнал перегружает ФПУ и в схеме предусмотрена возможность блокировки ФПУ на время его прохождения.

Рефлектограмма может отображаться на экране дисплея в линейном и логарифмическом масштабах. В первом случае СОР отсчитывается в у. е., а во втором – в дБ.



Рис. 1. Экран программы, моделирующей рефлектограмму корреляционного OP *Fig. 1. Screen of the Program Simulating the Reflectogram of an Optical Correlation Reflectometer*

Для удобства работы с рефлектограммой в программе предусмотрены два курсора, которые можно перемещать по экрану и считывать расстояния до них, а также между ними. Также можно считывать значения СОР в точках расположения курсоров в линейном и логарифмическом масштабах. В логарифмическом масштабе выводится также рассчитанное по результатам измерения затухание между курсорами и значение коэффициента затухания. Для определения абсолютных значений СОР необходимо учитывать усиление ФПУ в дБ. В логарифмическом масштабе от значения СОР по курсору надо вычесть установленное значение усиления. В линейном масштабе значение СОР в у.е. надо умножить на 10^{Y/10}.

Режимы регистрации СОР. Для всестороннего исследования процессов в корреляционном ОР в программе предусмотрены различные режимы регистрации СОР.



Fig. 2. Ideal Reflectogram of a Fiber-Optic Communication Line

В режиме «Импульсная характеристика ЛОТ» можно наблюдать идеальную рефлектограмму от одиночного ЗИ длительностью 50 нс без учета шумов ФПУ (рисунок 2). Все погрешности реальных рефлектограмм определяются их отличием от идеальной. В режиме «СОР от произвольного 3С» можно наблюдать рефлектограмму (рисунок 3) с учетом шумов ФПУ от 3С в виде фрагмента длиной МР выбранной из ПСП длиной М с определенным сдвигом ПСП. Для наглядности на рисунке 3 (и последующем рисунке 4) шумы ФПУ были уменьшены на 20 дБ по сравнению с рисунками 1 и 5.



Рис. 3. Рефлектограмма от одной биполярной зондирующей пачки со сдвигом ПСП *Fig. 3. Reflectogram from One Bipolar Probing Fragment of a Pseudo-Random Sequence with a Shift*



Рис. 4. Рефлектограмма от одной биполярной зондирующей пачки со сдвигом ПСП после корреляционной обработки Fig. 4. Reflectogram from one Bipolar Probing Fragment of a Pseudo-Random Sequence with a Shift after Correlation Processing Напомним, что суть классического корреляционного приема СОР состоит в том, что для получения результирующей рефлектограммы необходимо поочередно *M* раз посылать фрагменты ПСП одной длины *MP*. Причем каждый следующий зондирующий фрагмент выбирается из сдвинутой на один такт ПСП. Изменяя сдвиг ПСП, можно наблюдать все *M* возможных рефлектограмм. В режиме «СОР от произвольного 3С после корреляционной обработки» (см. рисунок 4) можно наблюдать результаты вычислений взаимно корреляционной функции (ВКФ) предыдущей рефлектограммы (см. рисунок 3) с 3С. Эти ВКФ зависят от сдвига ПСП.

В режиме «Суммарный СОР без дополнительного фрагмента» (рисунок 5) можно наблюдать сумму всех рефлектограмм с корреляционной обработкой.





into Account an Additional Fragment



Рис. 6. Биполярный зондирующий сигнал в виде фрагмента пачки ПСП со сдвигом Fig. 6. Bipolar Probing Signal in the Form of a Fragment of a Pseudo-Random Sequence with a Shift Сумма всех рефлектограмм с корреляционной обработкой уже не зависит от сдвига ПСП. Это еще не окончательная рефлектограмма, для получения которой необходимо к ней присоединить рефлектограмму с корреляционной обработкой от ЗС в виде так называемого дополнительного фрагмента.

В режиме «Суммарный СОР с дополнительным фрагментом» наблюдается правильная рефлектограмма корреляционного ОР (см. рисунок 1), которую для оценки погрешностей необходимо сравнивать с идеальной рефлектограммой (см. рисунок 2). Для получения этой рефлектограммы программа формировала ЗС в виде дополнительного фрагмента, т. е. положительного прямоугольного импульса длительностью *МР* и рассчитывала СОР. Далее вычислялась ВКФ этой рефлектограммы и дополнительного фрагмента, и эта ВКФ складывалась с суммарным СОР без дополнительного фрагмента.

Отображение 3С. В режиме «Зондирующий сигнал» можно наблюдать форму биполярных ПСП с разными периодами от 7 до 255 тактов и различными временными сдвигами и их фрагменты, а также отдельно прямые и инверсные фрагменты ПСП, а также форму дополнительных фрагментов 3С. На рисунке 6 для примера показан фрагмент 3С длительностью 16 тактов из ПСП с периодом 31 такт и сдвигом на 5 тактов.

АКФ биполярной ПСП. В режиме «АКФ одного периода биполярной ПСП» (рисунок 7) наблюдается АКФ с многочисленными боковыми лепестками, которые зависят от сдвига ПСП. В режиме «Суммар-

ная АКФ одного периода биполярной ПСП» (рисунок 8) боковые лепестки взаимно компенсируются. Из рисунка 8 также следует, что АКФ станет идеальной с одним пиком шириной, равной одному такту ПСП, если к ней добавить АКФ дополнительного фрагмента (прямоугольного импульса длительностью равной периоду ПСП).

Исследования корреляционного ОР

Исследование зависимости уровней сигнала и шумов, а также отношения сигнала к шуму от периода ПСП M и длины зондирующей пачки MP. В таблице 1 приведены значения максимального СОР в линейном и логарифмическом масштабе (суммарный СОР с дополнительным фрагментом) для различных значений периода ПСП M и длины зондирующей пачки MP. СОР возрастает с увеличением периода ПСП M и длительности пачки MP практически пропорционально их произведению. Например, при увеличении M и MP с 7 до 127 раз СОР возрос на 24.5 дБ (280 раз), а при расчете в у. е. в 294 раза.

В таблице 2 приведены значения размаха шумов в у.е. (в режиме суммарный СОР с дополнительным фрагментом) для различных значений периода ПСП *M* и длины зондирующей пачки *MP*. При измерении значений шума возникала большая погрешность, поэтому результаты измерений шумов и отношения сигнала к шуму, приведенные в таблице 2, скорее носят качественный характер.



Рис. 7. АКФ одного периода биполярной ПСП со сдвигом

Fig. 7. Autocorrelation Function of one Fragment of a Bipolar Pseudo-Random Sequence with a Shift



Рис. 8. Суммарная АКФ биполярной ПСП

Fig. 8. The Total Autocorrelation Function of all Fragments of the Bipolar Pseudo-Random Sequence

mbbe 1. Results of studying the Dependence of the Duchscuttering signal on the Furtheres of the Frobing Signal							
Период ПСП, <i>М</i>	Длина пачки, <i>MP</i>	Смещение, дБ	COP _{max} , дБ	Коэффициент передачи	COP, y. e.	Время регистрации для L _{max} = 5 км, мкс	
7	1	-10	9	0.10	7.5	70	
7	2	-16	12	0.025	15.8	70	
7	4	-16	15	0.025	30.6	70	
7	7	-16	17.5	0.01	54.3	70	
15	15	-26	23.8	2.5 · 10-3	240	150	
31	31	-30	30	1 · 10-3	980	310	
63	63	-40	36	1 · 10-4	4000	630	
127	127	-46	42	2.5 · 10-5	16000	1270	
127	64	-46	39	2.5 · 10-5	8000	1270	

ТАБЛИЦА 1. Результаты исследования зависимости СОР от параметров зондирующего сигнала

TABLE 1. Results of Studying the Dependence of the Backscattering Signal on the Parameters of the Probing Signal

ТАБЛИЦА 2. Результаты исследования зависимости шумов от параметров зондирующего сигнала

TABLE 2. Results of Studying the Dependence of Noise on the Parameters of the Probing Signal

Период ПСП, М	Длина пачки, <i>МР</i>	Смещение, дБ	Пик. шума изм., дБ	Пик. шума корр., дБ	Коэффициент передачи	Размах шума изм., у. е.	СКО шума корр., у. е.	SNR
7	1	0	-3	-3	1	1	0.17	44
7	7	-6	-5	1	0.25	0.7	0.47	120
15	15	-6	-1.5	3.5	0.25	1.4	0.93	260
31	31	-10	-3	7	0.1	1.2	2	490
63	63	-16	-5	11	0.025	0.7	4.7	850
127	127	-16	-3	13	0.025	1.1	7.3	2200
127	64	-16	-5	-11	0.025	0.8	5.3	1500

Сокращения: Пик. шума изм., дБ – пиковое значение шума измеренное

Пик. шума корр., дБ – пиковое значение шума корректированное

Размах шума изм., у. е. – размах шума измеренный

СКО шума корр., у. е. – СКО шума корректированное

Шумы СОР возрастают с увеличением периода ПСП M и длительности пачки MP практически пропорционально корню квадратному из их произведения. Например, при увеличении M с 7 и MP с 1 до M = MP = 127 раз пиковое значение шума возросло на 16 дБ (в 40 раз), а СКО шума возросло в 42 раза. При этом отношение сигнала к шуму также возросло в 50 раз. Теоретически отношение сигнала к шуму $SNR_{корреляционного_{OP}}$ при использовании корреляционного ОР возрастает по сравнению с отношением сигнала к шуму SN_{OP} обычного ОР (с одиночным ЗИ):

$$\frac{SNR_{\text{корреляционного OP}}}{SNR_{\text{OP}}} = \sqrt{M \cdot MP}.$$
(1)

Полагаем, время одного измерения обычным рефлектометром ОВ с показателем преломления сердцевины *n* и максимальной длиной *L*_{max} равно:

$$T_0 = \frac{2 \cdot L_{\text{max}}}{c},\tag{2}$$

где с – скорость света в вакууме.

Тогда время одного измерения OB с помощью корреляционного OP составит:

$$T_M = M \cdot T_0 \cdot \left(1 + \frac{MP}{M}\right). \tag{3}$$

Установлено, что корреляционный ОР имеет большее отношение сигнала к шуму по сравнению с обычным ОР (1) при существенно большем времени измерения (3). Отметим, что для повышения отношения сигнала к шуму *SNR*_{ор} в обычном ОР можно использовать накопление СОР, которое даст прирост отношения сигнала к шуму в $\sqrt{M \cdot (1 + MP/M)}$.

Таким образом, общий выигрыш от использования корреляционного ОР в отношении сигнала к шуму составит:



Максимальный выигрыш составляет $\sqrt{M/2}$ при MP = M, при MP = M/2 выигрыш уменьшается до $\sqrt{M/3}$.

Погрешность регистрации рефлектограмм из-за искажения зондирующих пачек. В моделирующей программе для такого исследования предусмотрено регулируемое искажение по экспоненциальному закону огибающей амплитуд 3С, состоящего из MP тактов. Огибающая неискаженного 3С представляет собой прямоугольный импульс длительностью $T_{MP} = MP \cdot t_u$ и единичной амплитудой $A_0 = 1$.

Для огибающей искаженного 3С, которая имеет ту же длительность, можно записать:

$$A = A_0 \cdot k \cdot \exp(-\tau), \tag{5}$$

где *k* – коэффициент, который определяет максимальное уменьшение огибающей ЗС и изменяется от 1 до 0.8 (20 %); т – постоянная времени уменьшения амплитуды огибающей ЗС (в программе т задается в виде декремента изменения амплитуды импульсов в ЗС, который изменяется от 0 до 0.2 дБ/такт).

Искаженный 3С, состоящий из 31 элемента, показан на рисунке 9. В процессе исследования наблюдалась рефлектограмма (рисунок 10), по которой измерялось значение коэффициента затухания α и величина пика отражения от неоднородности, характеризующего возвратные потери.



Рис. 9. Искаженный зондирующий сигнал Fig. 9. Distorted Probing Signal



Рис. 10. Рефлектограмма при искажениях зондирующего сигнала Fig. 10. Reflectogram with Distortions of the Probing Signal

В таблице 3 приведены измеренные значения коэффициента затухания и пика, отраженного от неоднородности СОР и рассчитанные значения погрешности измерения коэффициента затухания. Искажения огибающей ЗС в пределах 5 % мало влияют на форму рефлектограммы и не приводят к значительной погрешности измерения коэффициента затухания.

Исследование влияния искажений СОР за счет амплитудно-частотной характеристики ФПУ. Обычно предполагают, что ФПУ можно представить в виде фильтра нижних частот (ФНЧ) и характеризовать постоянной времени тф. В основной части программы предполагалось, что ФПУ является идеальным и то = 0.

Для исследования влияния амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) в программе предусмотрен цифровой ФНЧ с изменяющейся постоянной времени τ_{Φ} . На рисунке 11 показаны искажения рефлектограммы за счет АЧХ ФПУ при сравнительно малой постоянной времени $\tau_{\Phi} = 10$ нс. Видно, что возникают искажения отраженных сигналов из-за неполного подавления боковых лепестков при корреляционной обработке. В результате отраженный сигнал содержит несколько пиков.

ТАБЛИЦА 3. Результаты исследования погрешностей корреляционного ОР, возникающих из-за искажений ЗС

TABLE 3. The Results of th	e Studv of the Errors	of the Optical Correlation	Reflectometer Arisina from	the Distortion of the Probina Sianal

Макс. уменьш. ампл. ЗС, %	Декремент измен. ампл., дБ/такт	Коэф. затухания, дБ/км	Пик отражения от неоднородности, дБ	Погрешность измер. коэф. затухан., дБ/км
0	0	2.02	-2.2	0.02
1	0.01	1.97	-2.2	-0.03
1	0.05	2.04	-2.2	0.04
1	0.2	2.05	-2.2	0.05
5	0.05	2.05	-2.3	0.05
5	0.2	2.03	-3.0	0.03
10	0.01	2.04	-2.3	0.04
10	0.2	2.10	-3.0	0.1
20	0.05	2.11	-3.5	0.11

<u>Сокращения</u>: Макс. уменьш. ампл. 3С, % – максимальное уменьшение амплитуды зондирующего сигнала Декремент измен. ампл., дБ/такт – декремент изменения амплитуды

Коэф. затухания, дБ/км – коэффициент затухания

Погрешность. измер. коэф. затухан., дБ/км – погрешность измерения коэффициента затухания

На рисунке 12 приведена рефлектограмма при большем значении $\tau_{\Phi} = 40$ нс. Видно, что пики на отражении сглаживаются и отраженный импульс расширяется. В таблице 4 приведены результаты исследования влияния постоянной времени ФПУ на погрешность измерения коэффициента затухания и амплитуды отраженных импульсов. Изменения постоянной времени ФПУ мало сказываются на результатах измерения коэффициента затухания, но существенно влияют на амплитуду отраженных от неоднородностей сигналов, т. е. на результаты измерения возвратных потерь.



Рис. 11. Искажения рефлектограммы за счет АЧХ ФПУ при au_{Φ} = 10 нс

Fig. 11. Reflectogram Distortion Due to the Amplitude-Frequency Characteristic of the Photodetector at τ_{Φ} = 10 ns



Рис. 12. Искажения рефлектограммы за счет АЧХ ФПУ при τ_{Φ} = 40 нс

Fig. 12. Reflectogram Distortion Due to the Amplitude-Frequency Characteristic of the Photodetector at τ_{Φ} = 40 ns

ТАБЛИЦА 4. Результаты исследования погрешностей корреляционного ОР, возникающих из-за АЧХ ФПУ

TABLE 4. The Results of the Study of the Errors of the Optical Correlation Reflectometer Arising Due to the Amplitude-Frequency Characteristic of the Photodetector

Постоянная времени ФПУ τ _Φ , нс	Коэффициент затухания α, дБ/км	Погрешность α, дБ/км	Амплитуда отраженного от неоднородности сигн., дБ	Погрешность определения отражения, дБ
0	2.09	0	-3.5	0
10	2.09	0	-3.9	0.4
20	2.11	0.02	-4.1	0.6
40	2.12	0.03	-4.3	0.8
60	2.12	0.03	-4.4	0.9

Заключение

В работе исследован корреляционный оптический рефлектометр с зондирующим сигналом в виде фрагментов псевдослучайных последовательностей. Разработано программное обеспечение, моделирующее процессы формирования и обработки сигнала обратного рассеяния из волоконно-оптической линии, состоящей из двух участков, между которыми может находиться отражающая неоднородность. Проведенные исследования позволяют сделать следующие выводы.

Во-первых, доказана возможность корректного моделирования корреляционного ОР и исследова-

ния его характеристик в широком диапазоне изменения его параметров. Во-вторых, подтверждено, что корреляционный ОР обеспечивает определенные преимущества при сравнении с обычным ОР и простым зондирующим сигналом.

В дальнейшем авторы предполагают исследовать новый способ обработки сигналов корреляционным ОР, который значительно сократит время обработки, а также разработать структуру и программное обеспечение рефлектометра, сочетающего достоинства обычного и корреляционных ОР.

Список источников

1. Шикетанц Д. Теория измерений по методу обратного рассеяния в световодах // Зарубежная электроника. 1984. № 6. С. 87–94.

2. Былина М.С., Глаголев С.Ф., Кочановский Л.Н., Пискунов В.В. Измерение параметров волоконно-оптических линейных трактов: учебное пособие. СПб: СПбГУТ, 2002. 68 с.

3. Свинцов А.Г. Рефлектометрические методы измерения параметров ВОЛС // Метрология и измерительная техника связи. 2002. № 5. С. 64–65.

4. Листвин А.В., Листвин В.Н. Рефлектометрия оптических волокон. М.: ЛЕСА-Рарт, 2005. 208 с.

5. Айбатов Д.Л., Морозов О.Г., Польский Ю.Е. Основы рефлектометрии: учебное пособие. Казань: ЗАО «Новое знание», 2008. 116 с.

6. Anderson D.R., Johnson L., Bell F.G. Troubleshooting Optical Fiber Networks. Understanding and Using Your Optical Time-Domain Reflectometer. San Diego: Elsevier Academic Press, 2004. 437 p.

7. Hui R., O'Sullivan M. Fiber Optic Measurement Techniques. San Diego: Elsevier Academic Press, 2009. 630 p.

8. Былина М.С., Глаголев С.Ф. Оптические волокна в телекоммуникациях: учебное пособие. СПб: СПбГУТ, 2019. 108 с.

9. Андреев В.А., Бурдин В.А., Баскаков В.С., Косова А.Л. Измерения на ВОЛП методом обратного рассеяния: учебное пособие для ВУЗов. Самара: СРТТЦ ПГУТИ, 2000. 107 с.

10. Newton S. A new technique in OTDR // Electronics and Wireless World. 1988. Vol. 94. Iss. 627. PP. 496–500

11. Jones M.D. Using simplex codes to improve OTDR sensitivity // IEEE Photonics Technology Letters. 1993. Vol. 5. Iss. 7. PP. 822–824. DOI:10.1109/68.229819

12. Архангельский В.Б., Глаголев С.Ф., Марченко К.В., Семин А.В. Корреляционный рефлектометр со сложным зондирующим сигналом // Фотон-экспресс. 2004. № 5(37).

13. Семин А.В., Архангельский В.Б., Глаголев С.Ф. Оптический корреляционный рефлектометр. Патент на полезную модель RU 37209, 10.04.2004. Заявка № 2003137925/20 от 18.12.2003.

14. Семин А.В., Архангельский В.Б. Способы формирования сложных зондирующих сигналов для оптических рефлектометров // Труды учебных заведений связи. 2003. № 169. С. 200–213.

15. Архангельский В.Б., Глаголев С.Ф., Хричков В.А. Оптический корреляционный рефлектометр. Патент на изобретение RU 2759785 C1, 17.11.2021. Заявка № 2021106103 от 09.03.2021.

16. Архангельский В.Б., Глаголев С.Ф., Хричков В.А. Обработка сигнала в оптическом корреляционном рефлектометре, использующем для зондирования волоконно-оптического тракта фрагменты М-последовательности // Инфокоммуникационные технологии. 2021. Т. 19. № 3. С. 298–303. DOI:10.18469/ikt.2021.19.3.05

17. Архангельский В.Б., Глаголев С.Ф., Хричков В.А. Аналого-цифровой накопитель с кольцевым регистром памяти // Инфокоммуникационные технологии. 2021. Т. 19. № 3. С. 303–309. DOI:10.18469/ikt.2021.19.3.06

References

1. Shiketants D. Theory of Measurements by the Method of Backscattering in Optical Fibers. Zarubezhnaia elektronika. 1984;6:87–94. (in Russ.)

2. Bylina M.S., Glagolev S.F., Kochanovsky L.N., Piskunov V.V. *Measurement of Parameters of Fiber-Optic Linear Paths.* St. Petersburg: The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2002. 68 p. (in Russ.)

3. Svintsov A.G. Reflectometric Methods for Measuring FOCL Parameters. Metrologiia i izmeritelnaia tekhnika v sviazi. 2002;5:64–65. (in Russ.)

4. Listvin A.V., Listvin V.N. Reflectometry of Optical Fibers. Moscow: LESA-Rart Publ.; 2005. 208 p. (in Russ.)

5. Aibatov D.L., Morozov O.G., Polsky Yu.E. Fundamentals of Reflectometry. Kazan: Novoe znanie Publ.; 2008 p. (in Russ.)

6. Anderson D.R., Johnson L., Bell F.G. *Troubleshooting Optical Fiber Networks. Understanding and Using Your Optical Time-Domain Reflectometer*. San Diego: Elsevier Academic Press; 2004. 437 p.

7. Hui R., O'Sullivan M. Fiber Optic Measurement Techniques. San Diego: Elsevier Academic Press; 2009. 630 p.

8. Bylina M.S., Glagolev S.F. *Optical Fibers in Telecommunications*. St. Petersburg: The Bonch-Bruevich Saint Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2019. 108 p. (in Russ.)

9. Andreev V.A., Burdin V.A., Baskakov V.S., Kosova A.L. FOCL Measurements by Backscattering Method. Samara: Samara Regional Telecommunications Training Center at the Povolzhskiy State University of Telecommunications & Informatics Publ.; 2000. 107 p. (in Russ.)

10. Newton S. A new technique in OTDR. *Electronics and Wireless World*. 1988;94(627):496–500

11. Jones M. Using simplex codes to improve OTDR sensitivity. *IEEE Photonics Technology Letters.* 1993;5(7):822-824. DOI:10.1109/68.229819

12. Arkhangelsky V.B., Glagolev S.F., Marchenko K.V., Semin A.V. Correlation Reflectometer with a Complex-Probing Signal. *Foton-ekspress.* 2004;5(37). (in Russ.)

13. Semin A.V., Arkhangelsky V.B., Glagolev S.F. Optical Correlation Reflectometer. Patent RU 37209, 10.04.2004. (in Russ.)

14. Semin A.V., Arkhangelsky V.B. Methods for Forming Complex Probing Signals for Optical Reflectometers. *Proc. of Telecom. Universities*. 2003;169:200–213 (in Russ.)

15. Arkhangelsky V.B., Glagolev S.F., Khrichkov V.A. Optical Correlation Reflectometer. Patent RU 2759785 C1, 17.11.2021. (in Russ.)

16. Arkhangelsky V.B., Glagolev S.F., Khrichkov V.A. Signal Processing in an Optical Correlation Reflectometer Using Fragments of the M-Sequence for Probing a Fiber-Optic Path. *Infokommunikacionnye tehnologii*. 2021;19(3):298–303. (in Russ.) DOI:10.18469/ikt.2021.19.3.05

17. Arkhangelsky V.B., Glagolev S.F., Khrichkov V.A. Analog-to-Digital Storage Ring with Memory Ring. *Infokommu-nikacionnye tehnologii*. 2021;19(3):303–309. (in Russ.) DOI:10.18469/ikt.2021.19.3.06

Статья поступила в редакцию 04.04.2022; одобрена после рецензирования 14.04.2022; принята к публи-кации 18.04.2022.

The article was submitted 04.04.2022; approved after reviewing 14.04.2022; accepted for publication 18.04.2022.

Информация об авторе:

ХРИЧКОВ Валентин Александрович

старший преподаватель кафедры фотоники и линий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича https://orcid.org/0000-0001-6221-0685

Выходные данные							
Дизайн обложки – ООО «Комильфо»							
Дата выхода в свет 30.06.2022	Услпеч. л. 14	Формат 60×84 _{1/8}	Тираж 1000 экз.	Заказ № 1240	Свободная цена		
Ответственный редактор Татарникова И.М. Выпускающий редактор Яшугин Д.Н.			Адрес типографии: 196105, Санкт-Петербург, Московский пр., 149				

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