



Том 6. № 2
2020

ISSN: 1813-324X

ТРУДЫ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ СВЯЗИ

Темы номера:

- ✓ Амплитудная характеристика радиотракта с кодовым разделением каналов
- ✓ Функции маршрутизации и сигнализации протокола PNNI
- ✓ Синхронизации и обнаружения секвентных сигналов в СШП-канале

Vol. 6. Iss. 2
2020

PROCEEDINGS
OF TELECOMMUNICATION UNIVERSITIES

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

Научный журнал

**ТРУДЫ
УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ СВЯЗИ**

Том 6. № 2

Proceedings of Telecommunication Universities

Vol. 6. Iss. 2

Санкт-Петербург

2020

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 РФ № 21-р от 12.02.2019), по специальностям:

- 05.11.07. Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы
 05.11.18. Приборы и методы преобразования изображений и звука
 05.12.04. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения
 05.12.07. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии
 05.12.13. Системы, сети и устройства телекоммуникаций
 05.12.14. Радиолокация и радионавигация
 05.13.01. Системный анализ, управление и обработка информации
 05.13.18. Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ
 05.13.19. Методы и системы защиты информации, информационная безопасность

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

Редакционный совет

Дукельский К.В. <i>Главный редактор</i>	к.т.н., доцент, АО «Государственный оптический институт имени С.И. Вавилова» (ГОИ), г. Санкт-Петербург, Россия
Буйневич М.В. <i>Зам. Главного редактора</i>	д.т.н., проф., Санкт-Петербургский университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), г. Санкт-Петербург, Россия
Розанов Н.Н.	д.ф.-м.н., проф., чл.-корр. РАН, АО «Государственный оптический институт имени С.И. Вавилова» (ГОИ), г. Санкт-Петербург, Россия
Кучерявый Е.	PhD, Технологический университет Тампере, г. Тампере, Финляндия
Гошек И.	PhD, Технологический университет Брно, г. Брно, Чешская республика
Тиамийу О.А.	PhD, Университет Илорина, г. Илорин, Нигерия
Козин И.Д.	д.ф.-м.н., проф., Алматинский университет энергетики и связи, г. Алма-Аты, Казахстан
Самуйлов К.Е.	д.т.н., проф., Российский университет дружбы народов (РУДН), г. Москва, Россия
Степанов С.Н.	д.т.н., проф., Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), г. Москва, Россия
Росляков А.В.	д.т.н., проф., Поволжский государственный университет связи и информатики (ПГУТИ), г. Самара, Россия
Кучерявый А.Е.	д.т.н., проф., Санкт-Петербургский 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 связи 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 университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), г. Санкт-Петербург, Россия
Ковалгин Ю.А.	д.т.н., проф., Санкт-Петербургский университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича (СПбГУТ), г. Санкт-Петербург, Россия
Владыко А.Г.	к.т.н., Санкт-Петербургского университета 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 № ФС77-77501 от 17.01.2020 г. (пред. рег. № 77-17986 от 07.04.2004 г.)

Подписной индекс по каталогу «Издания органов НТИ» Агентства «Роспечать»: 59983

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

Контактная информация

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

Description

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

- 05.11.07.** Optical and optoelectronic devices and complexes
- 05.11.18.** Devices and methods of transformation of images and sound
- 05.12.04.** Radio engineering, including television systems and devices
- 05.12.07.** Antennas, microwave devices and its technologies
- 05.12.13.** Systems, networks and devices of telecommunications
- 05.12.14.** Radiolocation and radio navigation
- 05.13.01.** System analysis, management and information processing
- 05.13.18.** Mathematical modelling, numerical methods and complexes of programs
- 05.13.19.** Methods and systems of information security, cybersecurity

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

Editorial Board

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

Registration Information

Registered by Federal Service for Supervision of Communications, Information Technology and Mass Media on 17/01/2020: PI No. FS77-77501 (prev. reg. on 04/07/2004: No. 77-17986)

Subscription index for «NTI Editions» Agency «Rospechat» catalog: 59983

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

Contact Information

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

Post address: 193232, Saint-Petersburg, Prospekt Bolshevikov, 22/1
Phone: +7 (812) 326-31-63, local 2022, +79643759970
E-mail: tuzs@spbgsut.ru
Web: <http://tuzs.sut.ru>

СОДЕРЖАНИЕ

CONTENTS

05.12.00	РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ	
<i>Антипин Б.М., Виноградов Е.М.</i> Характеристики и параметры РЭС СПС, необходимые для анализа ЭМС в полосах частот совместного использования: аналитический обзор	6	<i>Antipin B., Vinogradov E.</i> Characteristics and parameters of land mobile service units necessary for EMC analysis in shared frequency bands: analytical survey
<i>Борисов В.В., Дворников С.В., Пшеничников А.В., Семисошенко М.А.</i> Методика синхронизации и обнаружения секвентных сигналов в сверхширокополосном канале	19	<i>Borisov V., Dvornikov S., Pshenichnikov A., Semisoshenko M.</i> Synchronization method and detection of sequent signals in the ultra wide band channel
<i>Гуревич В.Э., Егоров С.Г.</i> Моделирование амплитудной характеристики радиотракта с кодовым разделением каналов	30	<i>Gurevich V., Egorov S.</i> Modeling of amplitude characteristic in radio channels of code division multiple access systems
<i>Коровин К.О., Кузьмин С.В.</i> Реализация канала связи с БПЛА с использованием широкополосных малоэлементных антенных решеток в качестве бортовых антенных систем	39	<i>Korovin K., Kuzmin S.</i> Implementation of UAV communication channel using airborne wide-band low-element antenna arrays
<i>Макаренко С.И.</i> Усовершенствование функций маршрутизации и сигнализации протокола PNNI с целью повышения устойчивости сети связи	45	<i>Makarenko S.</i> Improved routing and signaling functions of PNNI protocol for high network stability
<i>Пантенков Д.Г.</i> Методический подход к интегральной оценке эффективности применения авиационных комплексов с БПЛА. Часть 1. Методики оценки эффективности решения задач радиосвязи и дистанционного мониторинга	60	<i>Pantenkov D.</i> A methodological approach to integrated effectiveness assessment apply of aviation systems with UAVs. Part 1. Evaluation methods for effectiveness of solving radio communication and remote monitoring tasks
<i>Пирмагомедов Р.Я., Ахмед А.А.</i> Использование многоуровневых вычислительных систем для обработки одноранговых пользовательских запросов в мобильных сетях	79	<i>Pirmagomedov R., Ahmed A.A.</i> Multi-level peer-to-peer requests processing in mobile networks
<i>Фокин Г.А., Лазарев В.О.</i> Оценка точности позиционирования источника радиоизлучения разностно-дальномерным и угломерным методами. Часть 3. 3D-моделирование	87	<i>Fokin G., Lazarev V.</i> Positioning accuracy evaluation of radio emission sources using time difference of arrival and angle of arrival methods. Part 3. 3D-simulation
05.13.00	ИНФОРМАТИКА, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И УПРАВЛЕНИЕ	
<i>Буйневич М.В., Израилов К.Е.</i> Идентификация архитектуры процессора выполняемого кода на базе машинного обучения. Часть 2. Способ идентификации	104	<i>Buinevich M., Izrailov K.</i> Identification of processor's architecture of executable code based on machine learning. Part 2. Identification Method
<i>Петров М.Ю., Фаткиева Р.Р.</i> Модель синтеза распределенных атакующих элементов в компьютерной сети	113	<i>Petrov M., Fatkueva R.</i> A model of synthesis of distributed attacking elements in a computer network

РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

**05.12.04 – Радиотехника, в том числе
системы и устройства телевидения**

**05.12.07 – Антенны, СВЧ-устройства
и их технологии**

**05.12.13 – Системы, сети
и устройства телекоммуникаций**

05.12.14 – Радиолокация и радионавигация



Характеристики и параметры РЭС СПС, необходимые для анализа ЭМС в полосах частот совместного использования: аналитический обзор

Б.М. Антипин^{1*}, Е.М. Виноградов¹

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

*Адрес для переписки: boris_antipin@mail.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 15.11.2019

Принята к публикации 15.06.2020

Ссылка для цитирования: Антипин Б.М., Виноградов Е.М. Характеристики и параметры РЭС СПС, необходимые для анализа ЭМС в полосах совместного использования: аналитический обзор // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 2. С. 6–18. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-6-18

Аннотация: Анализ полос частот, выделенных радиослужбам в таблице распределения полос частот, показывает, что каждую полосу используют несколько радиослужб. Совместное использование полос частот радиослужбами требует, чтобы была обеспечена электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств, принадлежащих этим службам. В настоящее время имеет место бурное развитие систем сухопутной подвижной службы радиосвязи. В работе рассмотрены основные параметры радиопередатчиков и радиоприемных устройств, принадлежащих системам СПС, которые необходимы для анализа электромагнитной совместимости таких систем между собой и с другими системами, совместно использующими некоторую полосу частот. Рассмотрены способы использования некоторых характеристик.

Ключевые слова: сухопутная подвижная служба, совместное использование полос частот, электромагнитная совместимость, параметры и характеристики радиопередатчиков и радиоприемных устройств.

Введение

Развитие радиосвязи сопровождается появлением новых радиотехнологий, различающихся выполняемыми функциями и предоставляемыми услугами. Особенно интенсивное развитие разнообразных систем связи характерно для сухопутной подвижной службы (СПС). Широко используются средства связи второго, третьего и четвертого поколений. Быстрыми темпами идет внедрение технологии 5G. Для каждой новой технологии при выделении полосы (или некоторого множества полос) частот устанавливают технические ограничения на параметры излучений радиоэлектронных средств (РЭС), использующих эту технологию. Введение таких ограничений имеет целью снижение уровня возможных взаимных помех в сетях связи.

Учитывая ограниченность радиочастотного спектра (РЧС), который может быть использован в настоящее время для работы РЭС, обычно имеет место совместное использование полос частот, выделенных системам СПС. Такое совместное использование невозможно без решения проблемы электромагнитной совместимости (ЭМС) не только между РЭС, образующими сеть связи, но и с други-

ми РЭС, для работы которых выделена рассматриваемая полоса частот.

Анализ ЭМС требует значительного объема данных, касающихся не только технических параметров и характеристик радиопередатчиков (РПД) и радиоприемных устройств (РПУ), но и сведений об антеннах РЭС, их местоположении, рельефе местности и ряде другой информации. Электрические характеристики и параметры радиопередатчиков и радиоприемных устройств играют важную роль в решении проблемы эффективного использования радиочастотного спектра, проблемы, включающей решение задач частотного планирования и обеспечения ЭМС функционирующих и внедряемых в эксплуатацию РЭС.

Влияние помех на рабочую характеристику РПУ рассматривается во многих работах, посвященных проблеме ЭМС, например, в [1–10]. Принципиальным является не только выявление параметров и характеристик РПУ и излучений РПД, которые необходимо знать для анализа ЭМС, но и получение числовых значений параметров, используемых для оценки ЭМС. В большинстве приведенных выше работ рассматриваются аналоговые системы, для которых отсутствуют описания их техно-

логий. При этом даже в спецификациях на конкретное радиосредство (например, на РПД или РПУ) могут отсутствовать некоторые параметры этого средства, необходимые для анализа ЭМС. В ряде случаев найти выход из создавшегося положения помогают нормы на соответствующие параметры РЭС. В других ситуациях, например, при анализе нелинейных эффектов в РПУ, приходится опираться на эмпирические модели, описывающие влияние помех на качество приема полезного сигнала, например, такие модели, как представленные в [1]. Модели имеют по частоте ограниченную область применения и значительное среднеквадратическое отклонение получаемых из них результатов.

Развитие цифровой связи и подробная стандартизация появляющихся радиотехнологий значительно облегчают получение информации о параметрах РЭС, необходимых для анализа ЭМС, поскольку эти параметры указаны в стандартах соответствующих технологий. В области радиосвязи в настоящее время бурно развиваются системы СПС, играющие важную роль в информационном обеспечении хозяйствующих субъектов и отдельных граждан. В литературе, посвященной проблеме ЭМС, информация о интересующих параметрах разбросана по отдельным статьям и пособиям, не всегда находящимся в открытом доступе на русском языке. Поэтому в данной работе на основе анализа отечественной и зарубежной литературы и стандартов на технологии, используемые СПС, поставлена задача собрать характеристики и параметры современных РЭС СПС, которые потребуются при анализе ЭМС. Это позволит также указать источники, где можно получить приведенную информацию. Одновременно это даст возможность решать задачу определения наиболее вероятных источников помех между РЭС СПС и другими РЭС гражданского применения в полосах частот совместного использования.

Использование РЧС, отведенного современным средствам СПС

В технических спецификациях, разработанных Европейским институтом стандартов электросвязи ETSI (European Telecommunications Standards Institute), рассматриваемых ниже, а также в Таблице распределения полос частот (ТРЧ) [11] Российской Федерации современным средствам связи, в том числе средствам СПС, отводится широкая полоса частот, которая представлена значительным набором более узких полос частот. В этих полосах частот работают РЭС СПС разных поколений от 2G до 4G, использующих разные радиотехнологии. Внедрение технологии LTE (4G) добавило средствам связи новые рабочие полосы частот, которые расположены близко с рабочими полосами других средств коммуникаций. Появление РЭС пятого поколения (5G) и технологии, именуемой в

настоящее время как «новое радио» (NR, от англ. New Radio), потребовало предоставления для нее рабочих полос частот. Однако свободных частот практически нет. Поэтому технология развивается в полосах, которые уже используются другими технологиями и РЭС других радиослужб. Учитывая, что требования к техническим характеристикам РЭС NR во многих случаях для разных полос частот определяют отдельно, в [12] полосы частот, в которых может работать NR, разбиты на две части, представленные в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Полосы частот, в которых определены рабочие полосы NR(5G)

TABLE 1. Definition of Frequency Ranges for Operating NR Bands (5G)

Обозначение полосы частот	Соответствующая полоса частот, МГц
FR1	410–7125
FR2	24250–52600

В относительно низкочастотной полосе FR1 радиочастотный спектр полностью занят, и работу NR обеспечивают, используя полосы, отведенные технологии LTE (E-UTRA). В миллиметровом диапазоне (FR2) NR использует полосы, в которых наряду с РЭС подвижной службы располагаются РЭС фиксированной службы, РЭС спутниковой службы исследования Земли и ряда других спутниковых служб. Полосы частот, которые в технических спецификациях ETSI отводят для РЭС поколений 2G–5G, представлены в таблице 2, сформированной по спецификациям ETSI [12–14]. Красным цветом отмечены рабочие полосы частот, используемые в РФ. Из таблицы видно, что источниками помех в полосах частот, совместно используемых РЭС СПС, могут быть средства связи, принадлежащие разным поколениям, соответственно, использующим разные технологии.

Средства различаются:

- режимами работы (FDD – частотный дуплекс, TTD – временной дуплекс);
- доступом к каналам связи (с частотным разделением каналов – FDMA, с временным разделением – TDMA, с кодовым разделением – CDMA).

Разные средства, использующие одну рабочую полосу, могут работать в разных частотных каналах (FDMA, TDMA) или на одной частоте (CDMA), иметь разные или одинаковые виды модуляции. Во всех случаях использование рабочей полосы РЭС СПС с разными радиотехнологиями требует оценки уровней помех, возникающих между ними, и оценки их влияния на качество принимаемой информации (ЭМС). Кроме того, ТРЧ предусматривает возможность использования одной полосы частот разными радиослужбами. Так, в полосе 1710–1785 МГц (линия вверх GSM 1800, полоса 3 LTE, полоса n3 NR) и в полосе 1805–1880 МГц (линия вниз GSM 1800 и те же полосы LTE и NR), обе полосы категории СИ, наряду с РЭС СПС могут работать средства фиксированной службы. Национальная ТРЧ [11] (примечание 215) разрешает использовать полосы частот

1900–1980 МГц (категория СИ) и 2110–2170 МГц (категория ПР) системам Международной мобильной связи (ИМТ, от англ. International Mobile Telecommunications). Эти полосы перекрывают полосы FDD технологий LTE, NR и UTRA. В решении ГКРЧ

[15] наряду с указанными в таблице 2 полосами частот, разрешенными для использования в РФ системами с технологией LTE, для технологии LTE разрешено также использовать полосу P-GSM (GSM 900) и полосы 791–820 МГц и 832–861 МГц.

ТАБЛИЦА 2. Рабочие полосы частот, отведенные современным радиотехнологиям

TABLE 2. Operating Bands to Utilize Modern Radio Technologies

Номер полосы			Обозначение полосы GSM	Линия вверх	Линия вниз	Режим работы
E-UTRA	NR	UTRA				
			GSM 450	450,4 МГц–457,6 МГц	460,4 МГц–467,6 МГц	FDD
			GSM 480	478,8 МГц–486 МГц	488,8 МГц–496 МГц	FDD
			P-GSM(GSM900)	890 МГц–915 МГц	935 МГц–60 МГц	FDD
			R-GSM	876 МГц–915 МГц	921 МГц–960 МГц	FDD
1	n1	I	–	1920 МГц–1980 МГц	2110 МГц–2170 МГц	FDD
2	n2	II	PCS 1900	1850 МГц–1910 МГц	1930 МГц–1990 МГц	FDD
3	n3	III	DCS (GSM)1800	1710 МГц–1785 МГц	1805 МГц–1880 МГц	FDD
4	–	IV	–	1710 МГц–1755 МГц	2110 МГц–2155 МГц	FDD
5	n5	V	GSM 850	824 МГц–849 МГц	869 МГц–894 МГц	FDD
–	–	VI	–	830 МГц–840 МГц	875 МГц–885 МГц	FDD
7	n7	VII	–	2500 МГц–2570 МГц	2620 МГц–2690 МГц	FDD
8	n8	VIII	E-GSM	880 МГц–915 МГц	925 МГц–960 МГц	FDD
9	–	IX	–	1749,9 МГц–1784,9 МГц	1844,9 МГц–1879,9 МГц	FDD
10	–	X	–	1710 МГц–1770 МГц	2110 МГц–2170 МГц	FDD
11	–	XI	–	1427,9 МГц–1447,9 МГц	1475,9 МГц–1495,9 МГц	FDD
12	n12	XII	–	699 МГц–716 МГц	729 МГц–746 МГц	FDD
13	–	XIII	–	777 МГц–787 МГц	746 МГц–756 МГц	FDD
14	–	XIV	–	788 МГц–798 МГц	758 МГц–768 МГц	FDD
15	–	XV	–	Зарезервировано	Зарезервировано	FDD
16	–	XVI	–	Зарезервировано	Зарезервировано	FDD
17	–	–	–	704 МГц–716 МГц	734 МГц–746 МГц	FDD
18	–	–	–	815 МГц–830 МГц	860 МГц–875 МГц	FDD
19	–	XIX	–	830 МГц–845 МГц	875 МГц–890 МГц	FDD
20	n20	XX	–	832 МГц–862 МГц	791 МГц–821 МГц	FDD
21	–	XXI	–	1447,9 МГц–1462,9 МГц	1495,9 МГц–1510,9 МГц	FDD
22	–	XXII	–	3410 МГц–3490 МГц	3510 МГц–3590 МГц	FDD
23	–	–	–	2000 МГц–2020 МГц	2180 МГц–2200 МГц	FDD
24	–	–	–	1626,5 МГц–1660,5 МГц	1525 МГц–1559 МГц	FDD
25	n25	XXV	–	1850 МГц–1915 МГц	1930 МГц–1995 МГц	FDD
26	–	XXVI	–	814 МГц–849 МГц	859 МГц–894 МГц	FDD
27	–	–	–	807 МГц–824 МГц	852 МГц–869 МГц	FDD
28	n28	–	–	703 МГц–748 МГц	758 МГц–803 МГц	FDD
29	–	–	–	Нет данных	717 МГц–728 МГц	–
30	–	–	–	2305 МГц–2315 МГц	2350 МГц–2360 МГц	FDD
31	–	–	–	452,5 МГц–457,5 МГц	462,5 МГц–467,5 МГц	FDD
32	–	XXXII	–	Нет данных	1452 МГц–1496 МГц	–
33	–	a)	–	1900 МГц–1920 МГц		TDD

Номер полосы			Обозначение полосы GSM	Линия вверх	Линия вниз	Режим работы
E-UTRA	NR	UTRA				
34	n34	a)	–	2010 МГц–2025 МГц		TDD
35	–	b)	–	1850 МГц–1910 МГц		TDD
36	–	b)	–	1930 МГц–1990 МГц		TDD
37	–	c)	–	1910 МГц–1930 МГц		TDD
38	n38	d)	–	2570 МГц–2620 МГц		TDD
39	n39	f)	–	1880 МГц–1920 МГц		TDD
40	n40	e)	–	2300 МГц–2400 МГц		TDD
41	n41	–	–	2496 МГц–2690 МГц		TDD
42	–	–	–	3400 МГц–3600 МГц		TDD
43	–	–	–	3600 МГц–3800 МГц		TDD
44	–	–	–	703 МГц–803 МГц		TDD
45	–	–	–	1447 МГц–1467 МГц		TDD
48	–	–	–	3550 МГц–3700 МГц		TDD
50	n50	–	–	1432 МГц–1517 МГц		TDD
51	n51	–	–	1427 МГц–1432 МГц		TDD
52	–	–	–	3300 МГц–3400 МГц		TDD
64	–	–	–	Зарезервировано		–
65	–	–	–	1920 МГц–2010 МГц	2110 МГц–2200 МГц	FDD
66	n66	–	–	1710 МГц–1780 МГц	2110 МГц–2200 МГц	FDD
67	–	–	–	Нет данных	738 МГц–758 МГц	–
68	–	–	–	698 МГц–728 МГц	753 МГц–783 МГц	FDD
69	–	–	–	Нет данных	2570 МГц–2620 МГц	–
70	n70	–	–	1695 МГц–1710 МГц	1995 МГц–2020 МГц	FDD
71	n71	–	–	663 МГц–698 МГц	617 МГц–652 МГц	FDD
72	–	–	–	451 МГц–456 МГц	461 МГц–466 МГц	FDD
73	–	–	–	450 МГц–455 МГц	460 МГц–465 МГц	FDD
74	n74	–	–	1427 МГц–1470 МГц	1475 МГц–1518 МГц	FDD
75	n75	–	–	Нет данных	1432 МГц–1517 МГц	–
76	n76	–	–	Нет данных	1427 МГц–1432 МГц	–
77	n77	–	–	3300 МГц–4200 МГц		TDD
78	n78	–	–	3300 МГц–3800 МГц		TDD
–	n79	–	–	4400 МГц–5000 МГц		TDD
–	n80	–	–	1710 МГц–1785 МГц	Нет данных	–
–	n81	–	–	880 МГц–915 МГц	Нет данных	–
–	n82	–	–	832 МГц–862 МГц	Нет данных	–
–	n83	–	–	703 МГц–748 МГц	Нет данных	–
–	n84	–	–	1920 МГц–1980 МГц	Нет данных	–
85	–	–	–	698 МГц–716 МГц	728 МГц–746 МГц	FDD
–	n86	–	–	1710 МГц–1780 МГц	–	
–	n257	–	–	26500 МГц–29500 МГц		TDD
–	n258	–	–	24250 МГц–27500 МГц		TDD
–	n260	–	–	37000 МГц–40000 МГц		TDD
–	n261	–	–	27500 МГц–28350 МГц		TDD

В национальной ТРЧ полоса 790–862 МГц относится к категории ПР и снабжена примечанием 164Б: «Полосы радиочастот 791–821 МГц и 832–862 МГц могут использоваться для создания перспективных сетей широкополосного доступа (включая системы ИМТ) при условии принятия организационно-технических мер по исключению радиопомех действующим РЭС...».

Это примечание и анализ других полос частот, отведенных для работы РЭС СПС, показывает, что наряду с ними в этих полосах частот могут работать РЭС СПС, радиолокационной службы, службы космической связи и службы космических исследований. Таким образом, в полосах частот совместного использования при анализе ЭМС РЭС СПС нужно учитывать наличие средств радиочастотных служб иного назначения, чем РЭС СПС.

Оценка ЭМС требует учета принципов функционирования совокупности РЭС, совместимость которой оценивают. Это означает, что анализ ЭМС должен учитывать наличие, в частности, регулировки некоторых параметров РЭС (например, мощности передатчиков абонентских и/или базовых станций). Появление РЭС четвертого и пятого поколений усложняет анализ их ЭМС, как между собой, так и с другими РЭС, работающими с ними в одной рабочей полосе. Это связано с появлением новых технологий, характеризующих оборудование пользователя, таких как массивное ММО (от англ. Multiple Input-Multiple Output) – Многоканальный вход – Многоканальный выход, усовершенствованное формирование диаграмм направленности антенн, объединение несущих и др.

Учесть все нюансы работы современных радиосредств при оценке ЭМС чрезвычайно трудно и при простом аналитическом анализе не всегда возможно. В таких ситуациях одним из перспективных путей анализа ЭМС является имитационное моделирование, реализованное, например, в [16]. Однако при любом методе анализа необходимо располагать информацией о технических параметрах и характеристиках радиопередатчиков, определяющих возможные уровни помех в РПУ, и их влияние на прием полезного сигнала. Последнее определяется параметрами и характеристиками РПУ, на которые поступают помехи.

Параметры и характеристики РПД, влияющие на ЭМС

В спецификациях передатчиков требования к излучениям представлены значениями технических параметров и характеристик излучений. В полосах совместного использования частот главными видами излучений являются основное и внеполосное излучение. Технические параметры основного излучения представлены рабочей частотой и мощностью, а также шириной полосы частот, занимаемой излучением. Спектральной характеристикой излучений передатчика служит маска спектраль-

ной плотности мощности (или просто маска спектра) излучений РПД, которая представляет собой ограничительную линию, устанавливающую верхнюю границу значений спектральной плотности мощности, излучаемой передатчиком. Маска спектра может быть задана графически или с помощью таблицы.

На рисунке 1 изображены обобщенные маски спектров цифровой системы фиксированной службы [17]. Маски представлены в форме ослаблений спектральной плотности мощности относительно ее максимального значения внутри занимаемой полосы частот, полученного с помощью измерительного фильтра с полосой разрешения примерно 1 % от ширины занимаемой полосы частот.

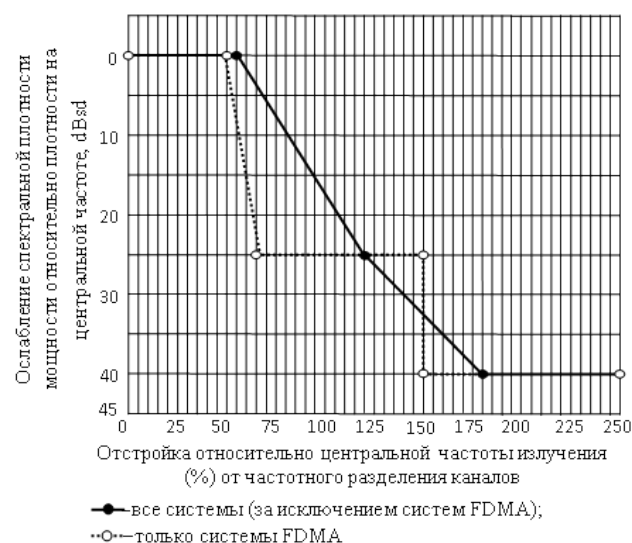


Рис. 1. Обобщенные маски спектров для цифровой системы фиксированной службы на частотах выше 30 МГц

Fig. 1. Generic Spectrum Mask for Digital Fixed Service Operating Above 30 MHz

В таблице 3 представлена маска спектра внеполосного излучения передатчиков стандарта LTE [18, 19], где B – ширина полосы измерительного фильтра; I – максимально допустимый уровень значений внеполосных излучений.

ТАБЛИЦА 3. Уровни внеполосных излучений (включая продукты интермодуляции) при полосе частотного канала 5, 10, 15 и 20 МГц (диапазоны рабочих частот выше 1 ГГц) [19]

TABLE 3. Levels of Out-of-Band Emissions (Including Intermodulation Products) for Channel Bandwidth of 5, 10, 15 and 20 MHz (Operating Frequency Bands above 1 GGz) [19]

Пределы отстройки центра полосы измерительного фильтра от несущей, Δf	I , дБм	B
$0,05 \text{ МГц} \leq \Delta f < 5,05 \text{ МГц}$	линейно убывает от -7 до -14	100 кГц
$5,05 \text{ МГц} \leq \Delta f < \min(10,05 \text{ МГц}, f_{\max})$	-14	100 кГц
$10,5 \text{ МГц} \leq \Delta f < f_{\max}$	-15	1 МГц

Маску спектра можно разбить на две области: область, соответствующую основному излучению, и область внеполосных излучений. Эти области

являются наиболее важными при анализе ЭМС РЭС разного назначения в полосах частот совместного использования. В первой области, занимающей необходимую полосу излучения, маска спектра представлена постоянным значением спектральной плотности мощности. Во второй области маска внеполосных излучений представляет собой некоторую кусочно-ломаную кривую и определяет требования к внеполосным излучениям РПД.

Ограничения на уровни внеполосных излучений в полосе соседнего канала устанавливают также, используя параметр, именуемый коэффициентом утечки мощности в соседний канал (ACLR, от англ. Adjacent Channel Leakage Power Ratio), который представляет собой отношение отфильтрованной средней мощности с центром на присвоенной частоте канала к отфильтрованной средней мощности на частоте соседнего канала, выраженное в децибелах.

Маска спектра определяет максимально допустимое значение мощности в некоторой эталонной полосе измерения ($V_{изм}$), выраженное в децибелах, либо относительно максимального значения спектральной плотности мощности в эталонной полосе в пределах ширины необходимой полосы излучения (dBsd), либо в децибелах относительно среднего значения спектральной плотности мощности в пределах ширины необходимой полосы (dBsd), либо относительно мощности немодулированной несущей, при невозможности измерить несущую относительно средней мощности, (dBc, в национальных документах дБн). Для импульсных сигналов (в частности, радиолокационных импульсов) маску спектра внеполосных излучений представляют в децибелах относительно максимального значения пиковой мощности, измеренной в эталонной полосе частот в пределах занимаемой полосы частот (dBpp). При описании маски указывают эталонную полосу измерения, $V_{изм}$. Если полоса явно не указана, ее считают равной 1 % от необходимой полосы излучения [17]. Для ряда категорий служб и типов оборудования, включая СПС, радиолокаторы, космические службы и др., маски спектра в описанном виде представлены в [17]. Маски спектров внеполосных излучений подвижных средств связи, использующих технологии UTRA и E-UTRA, представлены, либо в децибелах относительно милливатта, приходящихся на полосу измерительного фильтра (дБм) dBm/ $V_{изм}$, либо в единицах (дБн) dBc/ $V_{изм}$ [18–21].

Обычно область внеполосных излучений, которую описывает маска, ограничена внеполосными сигнальными излучениями и простирается от границы канала (верхней и нижней) до значений отстроек, составляющих ± 250 % полосы канала, если отсчет отстроек ведется от центральной частоты канала, или ± 200 %, если отсчет отстроек ведется от границ канала. Однако это имеет место не все-

гда. Расчет границ области внеполосных излучений может быть произведен, используя [22, 23]. Границы могут быть указаны в технической спецификации, как это сделано для подвижных средств связи в [18, 20].

При анализе систем, где осуществляется управление мощностью излучения, полагают, что изменение мощности в полосе передатчика на x дБ посредством управления мощностью изменяет уровни внеполосных излучений также на x дБ.

Для частот, лежащих за пределами полосы, занимаемой основным и внеполосным излучением, применяют требования к побочным излучениям. Предельные уровни побочных излучений установлены в [22, 24]. Однако РЭС, работающие в полосах совместного использования, как правило, не создают друг другу помех на частотах побочных излучений, представленных гармониками или субгармониками основной частоты передатчика, поскольку побочные излучения такого вида обычно лежат за пределами полосы частот совместного использования. Помехи, связанные с побочными излучениями указанного вида, могут появиться только от передатчиков, частоты которых не принадлежат анализируемой полосе совместного использования. От передатчиков, работающих в совместно используемой полосе частот, помехи возможны в виде комбинационных излучений. Вне зависимости от вида побочного излучения при оценке ЭМС для ситуации наихудшего случая ориентируются на установленные нормы побочных излучений.

Еще один вид излучений, широкополосный шум передатчика, может существенно влиять на качество приема полезной информации, если антенны передатчика-источника помехи и приемника-жертвы находятся на относительно небольшом расстоянии. Область шумовых излучений шире области внеполосных излучений и простирается за границы, установленные для внеполосных излучений. Оценить влияние шумовых излучений на качество приема полезного сигнала можно, если знать спектральную плотность мощности шума в зависимости от отстройки от центральной (или граничной) частоты канала. Спецификации на технические характеристики передатчиков современных систем связи не всегда предоставляют такую информацию. Для GSM эту информацию можно получить, используя [13], где маски спектров излучений представлены в области более широкой, чем занимают внеполосные излучения. Для системы TETRA в [25] представлены граничные значения уровней широкополосного шума в зависимости от отстройки от несущей частоты. В спецификации для систем 4G и 5G информации о широкополосном шуме не содержится и предлагается за пределами области внеполосных излучений рассматривать только побочные излучения.

Параметры и характеристики РПУ, влияющие на ЭМС

Качество приема полезных сигналов зависит не только от уровней мешающих сигналов, но и от того, как приемник реагирует на них, т. е. от параметров и характеристик РПУ, определяющих реакцию приемника на внешние помехи. Общие параметры приемников, определяющие их поведение в присутствии внешних помех вне зависимости от технологии, в которой используются РПУ, представлены в [26–28]. Более детальные характеристики, связанные с конкретной радиотехнологией, приведены в документах ETSI, представляющих спецификации передающего и приемного оборудования базовых станций и пользователей (мобильных станций).

Параметры РПУ, влияющие на его способность качественно принимать полезный сигнал в присутствии внешних помех, можно разбить на две группы: параметры, связанные с линейным прохождением помех на выход РПУ, и параметры, описывающие нелинейные эффекты в приемнике при воздействии на него мощных мешающих сигналов.

Параметрами линейных каналов приема являются: для основного канала приема (ОКП) – рабочая частота приемника и чувствительность, а для линейных побочных каналов приема (ПКП) – частота и степень подавления помех по ПКП. Для ОКП важным параметром служит характеристика избирательности канала, определяющая степень подавления помех, частоты которых находятся за пределами полосы пропускания ОКП.

Информацию о чувствительности приемника можно получить из технических спецификаций соответствующих радиотехнологий. Например, для базовых станций мобильных средств, использующих технологию UMTS, из [29, 30] а для базовых станций, использующих технологию E-UTRA (LTE), из [31]. Аналогичную информацию о мобильных средствах можно получить для UMTS из [32, 33], а для E-UTRA из [34]. В технических спецификациях обычно указаны требования к избирательности РПУ по соседнему (смежному) каналу. Иногда приводятся требования к избирательности по второму соседнему каналу, т. е. неосновному каналу смежному с соседним каналом.

Однако этой информации в общем случае недостаточно для анализа ЭМС. Требуется более подробные данные об избирательности РПУ по ОКП. Построить математическую модель характеристики избирательности РПУ по ОКП можно, если известны ширина полосы пропускания приемника по ОКП и коэффициент прямоугольности амплитудно-частотной характеристики ОКП [35]. Эти данные можно получить из технического описания конкретного типа приемника.

Что касается побочных каналов приема, то, учитывая относительно небольшую ширину рабочих

полос частот, совместно используемых мобильными СПС и другими средствами гражданского назначения (см. таблицу 2), из всего множества ПКП значение имеет зеркальный канал. Другие ПКП лежат за пределами рассматриваемой полосы частот. Подавление помехи по зеркальному каналу можно получить из спецификации РПУ.

Из нелинейных эффектов в РПУ практический интерес при анализе ЭМС представляют эффекты блокирования и интермодуляции. В технических спецификациях радиотехнологий характеристики блокирования представлены таблицами, в которых указан максимально допустимый уровень мощности мешающего сигнала при определенной отстройке частоты помехи от рабочей частоты РПУ и при уровне полезного сигнала, превышающем чувствительность приемника на x дБ, например, на 3 дБ (GSM) или на 6 дБ (UMTS и E-UTRA). В качестве примеров в таблицах 4–6 представлена информация, которую можно получить из спецификаций радиотехнологий, относительно характеристик блокирования приемников базовых станций. Аналогичную информацию можно получить и для приемников пользователя из [32–34].

Требования к характеристикам блокирования РПУ, приведенные в технических спецификациях радиотехнологий, применимы как к сигналам, спектр которых занимает некоторую сплошную полосу частот, так и к сигналам, составленным из частотных субблоков, разделенных некоторыми частотными интервалами. В последнем случае требования к характеристике блокирования распространяются на любой промежуток между субблоками, если он удовлетворяет некоторым условиям. Для помех, располагающихся вне полосы частот, занимаемой БС, отстройка мешающего сигнала отсчитывается от нижнего/верхнего (что ближе) края этой полосы. Для помех, попадающих в интервалы между субблоками, отстройка отсчитывается от верхнего/нижнего частотного края субблока.

ТАБЛИЦА 4. Характеристики блокирования приемников систем связи GSM [13]

TABLE 4. Blocking Characteristics of the GSM receivers [13]

Отстройка по частоте	GSM 400, GSM 900, дБм		GSM (DCS) 1800 & PCS 1900, дБм	
	МС	БС	МС	БС
$600 \text{ кГц} \leq f-f_0 < 800 \text{ кГц}$	–38	–26	–43	–35
$800 \text{ кГц} \leq f-f_0 < 1.6 \text{ МГц}$	–33	–16	–43	–25
$1.6 \text{ МГц} \leq f-f_0 < 3 \text{ МГц}$	–23	–16	–33	–25
$3 \text{ МГц} \leq f-f_0 $	–23	–13	–26	–25

Примечание: МС – мобильная станция, БС – базовая станция; f_0 – частота настройки приемника; f – частота помехи (немодулированная несущая)

ТАБЛИЦА 5. Требования к характеристике блокирования для приемников БС глобальной сети (UMTS, FDD) [30]

TABLE 5. Blocking Performance Requirement for Receivers of Wide Area BS (UMTS, FDD) [30]

Рабочая полоса	Центральная частота мешающей станции, МГц	Средняя мощность		Минимальная отстройка помехи, МГц	Тип мешающего сигнала
		помехи, дБм	сигнала, дБм		
III	1710–1785	–40	–115	±10	сигнал WCDMA
	1690–1710 1785–1805	–40	–115	±10	сигнал WCDMA
	1–1690 1805–12750	–15	–115	–	немодулированная несущая (CW)

ТАБЛИЦА 6. Требования к характеристике блокирования для приемников БС глобальной сети (E-UTRA, FDD) [31]

TABLE 6. Blocking Performance Requirement for Receivers of Wide Area BS (E-UTRA, FDD) [31]

Рабочая полоса	Центральная частота мешающей станции, МГц	Средняя мощность		Минимальная отстройка помехи	Тип мешающего сигнала
		помехи, дБм	сигнала, дБм		
25	1830–1930	–43	$P_{REF} + 6 \text{ дБ}$	См. табл. 7	E-UTRA
	1–1830 1930–12750	–15		–	немодулированная несущая (CW)

Примечание: P_{REF} – эталонная чувствительность приемника базовой станции. Зависит от ширины полосы канала.

ТАБЛИЦА 7. Мешающие сигналы, определяющие характеристику блокирования БС E-UTRA

TABLE 7. Interfering Signals for E-UTRA BS Blocking Performance Requirement

Ширина полосы канала E-UTRA, МГц	Минимальная отстройка помехи, МГц	Тип мешающего сигнала
1,4	±2,1	1,4 МГц E-UTRA
3,0	±4,5	3 МГц E-UTRA
5,0	±7,5	5 МГц E-UTRA
10	±7,5	5 МГц E-UTRA
15	±7,5	5 МГц E-UTRA
20	±7,5	5 МГц E-UTRA

Для БС систем 4G технологии LTE (E-UTRA) характеристика блокирования, представленная в таблице 6, рассчитана для случая, когда помеха находится в рабочей полосе и ее отстройка не менее значений, указанных в таблице 7. Это значит, что данную характеристику можно использовать относительно помех, попадающих в частотный интервал между субблоками, если он, по крайней мере, в два раза больше этих значений. Уровень мешающего сигнала, указанный в таблицах, может быть использован в качестве порогового при оценке эффекта блокирования РПУ.

Для базовых станций 3G (UMTS), работающих со спектром, представленным не соприкасающимися субблоками, требования к характеристике блокирования распространяются на интервалы между субблоками, если их размер составляет, по меньшей мере, 15 МГц. Отстройка помехи от верхнего/нижнего частотного края субблока в этом случае составляет –7,5 МГц/+7,5 МГц соответственно.

Если при имеющем место разнесении частот между передатчиком-источником помехи и приемником-жертвой, которое попадает в интервалы, указанные в приведенных таблицах, помеха на входе РПУ превышает этот порог, то имеет место недопустимое снижение качества приема полезного сигнала. Если уровни мешающего сигнала и порога выражены, например, в дБм (или в дБВт), то минимально необходимое подавление помехи (в дБ) равно разности этих уровней.

Что касается интермодуляции, то достаточно удобным параметром, позволяющим оценить уровень интермодуляционной помехи, приведенной к входу приемника, является точка пересечения для интересующего порядка интермодуляции, отнесенная к входу приемника. В технических спецификациях радиотехнологий в разделе, где представлены характеристики приемников, информация о точках пересечения, как правило, отсутствует. Во многих случаях ее можно получить непосредственно из спецификаций на конкретное радиоприемное устройство. В спецификациях радиотехнологий приводится информация об интермодуляционной характеристике РПУ для двухсигнальной интермодуляции 3-го порядка. Информация представлена значениями уровней полезного сигнала и двух мешающих сигналов с отстройками, при которых интермодуляционная помеха, возникающая на частоте настройки приемника, не снижает качества работы РПУ ниже некоторого установленного уровня.

Эта информация, по существу, определяет точку на характеристике избирательности РПУ по интермодуляции 3-го порядка, измеренной 3-сигнальным методом. Характеристики избирательности по интермодуляции являются параметрическими и для систем разных поколений используют разные параметры для их описания. В системах GSM параметром является снижение отношения сигнал/шум на входе РПУ из-за интермодуляционной помехи. Предельное значение снижения определяется уровнем интермодуляционной помехи, при котором качество приема полезного сигнала заданного уровня в присутствии помехи будет таким же, как качество приема полезного сигнала с уровнем равным чувствительности приемника в отсутствие внешней помехи. Для UMTS максимально допустимый уровень интермодуляционной помехи определяется пороговым значением BER, а для E-UTRA – допустимым значением пропускной способности канала. В спецификациях радиотехнологий максимально допустимый уровень интер-

модуляционной помехи определен через мощности мешающих сигналов и их положение на частотной оси относительно краев полосы занимаемой сигналом или краев субблоков, если сигнал составлен из субблоков, разделенных частотными интервалами, а внешние сигналы, образующие интермодуляционную помеху попадают в какой-то из этих интервалов. В последнем случае размер интервала должен быть таким, чтобы внешние сигналы могли в нем разместиться, не попадая на субблоки, составляющие полезный сигнал, а образуемые ими продукты находились в полосах этих блоков. В таблицах 7–9 представлены некоторые интермодуляционные характеристики приемников БС систем UMTS и E-UTRA.

ТАБЛИЦА 8. Интермодуляционная характеристика приемников БС глобальной сети UMTS (FDD) [30]

TABLE 8. Intermodulation Performance Requirement for UMTS Wide Area BS Receivers (FDD) [30]

Рабочая полоса	Средняя мощность помех, дБм	Отстройка, МГц	Тип мешающего сигнала
Все полосы	–48	±10	Немодулированная несущая (CW)
	–48	±20	Сигнал WCDMA

ТАБЛИЦА 9. Интермодуляционная характеристика приемников БС сети E-UTRA (FDD) [31]

TABLE 9. Intermodulation Performance Requirement for E-UTRA BS Receivers (FDD) [31]

Тип сети БС	Средняя мощность сигнала, дБм	Средняя мощность помехи, дБм	Тип мешающего сигнала
Глобальная	$P_{REF} + 6$ дБ	–52	См. таблицу 10
Локальная	$P_{REF} + 6$ дБ	–44	
Домашняя	$P_{REF} + 6$ дБ	–36	

Оценить степень опасности двухсигнальной интермодуляционной помехи третьего порядка, используя информацию о характеристике интермодуляции, представленную в спецификациях радиотехнологий, можно следующим образом.

Пусть S и N , соответственно, мощность полезного сигнала на входе РПУ и мощность собственного шума приемника, приведенная к его входу. Обе мощности выражены в децибелах относительно милливатта. Минимальный уровень сигнала на входе РПУ, при котором в отсутствие внешних помех обеспечивается требуемое качество приема, соответствует чувствительности приемника, P_R , т. е. $S = P_R$. Отношение сигнал/шум, приведенное к входу приемника, в этом случае составит (P_R/N) , дБ. Пусть на вход приемника поступает сигнал S_1 (дБм) который на x дБ превышает чувствительность приемника. Теперь допустимый уровень шума N_1 , дБм, обусловленный интермодуляционной помехой и собственным шумом приемника, не снижающий качества приема полезного сигнала, может быть на x дБ выше, чем уровень шума в отсутствие помехи. Дей-

ствительно, если качество приема соответствует отношению (P_R/N) , дБ, и $S_1 = P_R + x$, а $N_1 = N + x$, то:

$$(S_1/N_1)[\text{дБ}] = S_1 - N_1 = (P_R + x) - (N + x) = P_R - N = (P_R/N)[\text{дБ}].$$

ТАБЛИЦА 10. Тип мешающих сигналов для приемников БС сети E-UTRA (FDD) [31]

TABLE 10. Interfering Signals for E-UTRA BS Receiver Intermodulation Requirement (FDD) [31]

Ширина полосы канала, МГц	Отстройка помехи, МГц	Тип мешающего сигнала
1,4	±2,1	Немодулированная несущая (CW)
	±4,9	Сигнал 1,4 МГц E-UTRA
3	±4,5	Немодулированная несущая (CW)
	±10,5	Сигнал 3 МГц E-UTRA
5	±7,5	Немодулированная несущая (CW)
	±17,5	Сигнал 5 МГц E-UTRA
10	±7,375	Немодулированная несущая (CW)
	±17,5	Сигнал 5 МГц E-UTRA
15	±7,25	Немодулированная несущая (CW)
	±17,5	Сигнал 5 МГц E-UTRA
20	±7,125	Немодулированная несущая (CW)
	±17,5	Сигнал 5 МГц E-UTRA

Обозначим n и n_1 уровни шума, соответствующие N и N_1 , но выраженные в милливаттах. Учитывая, что $N_1 - N = x$, найдем:

$$(n_1/n) = 10^{x/10} \text{ или } n_1 = n \cdot 10^{x/10}.$$

Максимальный допустимый уровень интермодуляционной помехи $\text{rim3}_{\text{маждоп}}$, мВт, соответствует допустимому приращению уровня шума n :

$$\text{rim3}_{\text{маждоп}} = n_1 - n = n(10^{x/10} - 1)$$

или, записывая в децибельном виде:

$$\text{PIM3}_{\text{маждоп}} = N + 10\lg(10^{x/10} - 1), \quad (1)$$

где $\text{PIM3}_{\text{маждоп}}$ максимально допустимый уровень интермодуляционной помехи, выраженный в дБм.

Относительно собственного шума приемника имеем, дБ:

$$\Delta_{\text{маждоп}} = \text{PIM3}_{\text{маждоп}} - N = 10\lg\left(10^{x/10} - 1\right). \quad (2)$$

С другой стороны, если два сигнала с частотами f_1 и f_2 образуют интермодуляционную помеху вида $f_{0R} = 2f_1 - f_2$, где f_{0R} – частота настройки приемника,

то уровень этой помехи PIM^*3 , дБм, приведенный к входу приемника составит:

$$PIM^*3 = 2I_1 + I_2 + L_p, \quad (3)$$

где I_1 и I_2 – уровни сигналов на частотах f_1 и f_2 , соответственно (дБм), а L_p – потери преобразования при формировании интермодуляционной помехи, (дБ).

Если $I_1 = I_2 = I$, где I – уровень мешающих сигналов, приведенный в спецификациях, соответствующих радиотехнологий, образующих максимально допустимый уровень интермодуляционной помехи $PIM3_{\text{махдоп}}$, то из (1 и 3) получим:

$$PIM3_{\text{махдоп}} = 3I + L_p = N + 10\lg(10^{x/10} - 1).$$

Отсюда найдем:

$$L_p = N + 10\lg\left(10^{\frac{x}{10}} - 1\right) - 3I. \quad (4)$$

В стандартах ETSI превышение мешающих сигналов, образующих интермодуляционную помеху предельно допустимого уровня над заданным уровнем полезного сигнала, называют коэффициентом подавления интермодуляции IMR (от англ. яз. Intermodulation Rejection), дБ:

$$IMR = I - (P_R + x),$$

откуда

$$I = IMR + (P_R + x).$$

Подставляя это выражение в (4), а (4) в (3), получим:

$$PIM^*3 = 2I_1 + I_2 - 3(IMR + P_R + x) + N + 10\lg\left(10^{\frac{x}{10}} - 1\right). \quad (5)$$

Относительно собственного шума приемника (дБ) из (5) имеем:

$$PIM3 = 2I_1 + I_2 - 3(IMR + P_R + x) + 10\lg\left(10^{\frac{x}{10}} - 1\right). \quad (6)$$

Интермодуляционная помеха допустима, если $PIM3 \leq \Delta_{\text{махдоп}}$, или

$$2I_1 + I_2 - 3(IMR + P_R + x) \leq 0. \quad (7)$$

Выражение (6) позволяет оценить мощность интермодуляционной помехи относительно мощности собственного шума приемника, дБ, а (7) позволяет понять, является ли эта помеха опасной.

Список используемых источников

1. Уайт Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. Выпуск 1. Общие вопросы ЭМС. Межсистемные помехи: Пер. с англ. М.: Советское радио, 1977. 348 с.
2. Князев А.Д., Пчелкин В.Ф. Проблемы обеспечения совместной работы радиоэлектронной аппаратуры. М.: Советское радио, 1971. 200 с.
3. Князев А.Д. Элементы теории и практики обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. М.: Радио и связь, 1984. 336 с.
4. Виноградов Е.М., Винокуров В.И., Харченко И.П. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. Л.: Судостроение, 1986. 264 с.
5. Владимиров В.И., Докторов А.Л., Елизаров Ф.В. и др. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем / Под ред. Н.М. Царькова. М.: Радио и связь, 1985. 272 с.

Заключение

На основе анализа отечественной и зарубежной литературы, а также обзора стандартов на технологии, используемые СПС, собраны и представлены характеристики и параметры современных РЭС СПС, которые потребуются при анализе электромагнитной совместимости РЭС в условиях совместного использования полос частот.

Анализ показал, что, хотя большинство необходимой информации можно получить из стандартов ETSI и рекомендаций МСЭ, остаются некоторые параметры, особенно в части РПУ, которые необходимы для анализа, но могут быть получены только из спецификаций конкретных используемых РПУ. Например, характеристики блокирования РПУ современных систем связи (за исключением систем GSM) и интермодуляционные характеристики приведены в одной точке, соответствующей ситуации наихудшего случая. При частотно-территориальном планировании это позволяет с высокой вероятностью обеспечить ЭМС вводимых в эксплуатацию и функционирующих РЭС, особенно, когда РЭС совместно используют некоторую полосу частот, но не гарантирует высокую эффективность использования этой полосы частот.

Показано также, что при совместном использовании некоторой полосы частот основными источниками взаимных помех являются РЭС, работающие в этой полосе. Относительно небольшой разнос их рабочих частот требует анализа влияния не только помех по линейным каналам приема, но и возможных нелинейных эффектов в РПУ, особенно при небольшом территориальном разнесении РЭС.

Параметры, рассмотренные в работе, необходимы, но не достаточны для полной оценки ЭМС. Анализ ЭМС РЭС требует также информации об антенных системах, среде, в которой они работают, а также обоснованного выбора критериев ЭМС. Однако передатчики и приемники являются основными элементами, которые формируют и принимают сигналы в системах радиосвязи. Передатчики могут создавать помехи, а качество приема зависит не только от параметров поступающих помех, но и того, как на них реагирует РПУ. Это определяет актуальность рассмотрения параметров и характеристик этих устройств с точки зрения ЭМС.

6. Феоктистов Ю.А., Матасов В.В., Башурин Л.И., Селезнев В.И. Теория и методы оценки электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. М.: Радио и связь, 1988. 216 с.
7. Вахлаков В.Р., Рожков А.Г., Сосунов Б.В., Чернолес В.П., Школин Ю.Д. и др. Основы обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. СПб: ВАС, 1991. 207 с.
8. Бородич С.В. ЭМС наземных и космических радиолужб: критерии, условия, расчет. М.: Радио и связь, 1990. 272 с.
9. Быховский М.А. Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем: учебное пособие. М.: Эко-Трендз, 2006. 376 с.
10. Быховский М.А. Основы управления использованием радиочастотного спектра: Обеспечение электромагнитной совместимости радиосистем. Том 2. М.: КРАСАНД, 2012. 552 с.
11. Постановление Правительства Российской Федерации от 18.11.2019 № 1203-47 «Об утверждении Таблицы распределения полос радиочастот между радиослужбами Российской Федерации и признании утратившими силу некоторые постановления Правительства Российской Федерации».
12. ETSI TS 138 104 (2018-07). 5G; NR; Base Station (BS) radio transmission and reception (3GPP TS 38 104 version 15.6.0 Release 15).
13. ETSI EN 300 910 (2000-11). Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Radio transmission and reception (GSM 05.05 version 8.5.1 Release 1999).
14. ETSI TS 137 104 (2018-07). Digital cellular telecommunications system (Phase 2+) (GSM); Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); LTE; 5G; NR, E-UTRA, UTRA and GSM/EDGE; Multi-Standard Radio (MSR) Base Station (BS) radio transmission and reception (3GPP TS 37.104 version 15.7.0 Release 15).
15. Решение Государственной комиссии по радиочастотам при Министерстве связи и массовых коммуникаций Российской Федерации от 30.06.2015 № 15-33-06-2 «О выделении полос радиочастот для совместного использования радиоэлектронными средствами подвижной радиосвязи».
16. SEAMCAT Handbook. Copenhagen: ECO, January 2010.
17. Рекомендация МСЭ-R SM.1541-5 (08/2013). Нежелательные излучения в области внеполосных излучений.
18. Рекомендация МСЭ-R M.1580-5 (03/2012). Общие характеристики нежелательных излучений базовых станций, использующих наземные интерфейсы IMT-2000.
19. Приказ Министерства связи и массовых коммуникаций Российской Федерации от 01.04.2016 № 132 «О внесении изменений в Правила применения базовых станций и ретрансляторов сетей подвижной радиотелефонной связи. Часть VI. Правила применения оборудования систем базовых станций и ретрансляторов сетей подвижной радиотелефонной связи стандарта LTE и его модификации LTE-Advanced, утвержденные приказом Министерства связи и массовых коммуникаций Российской Федерации от 06.06.2011 № 129».
20. Рекомендация МСЭ-R M.1581-5 (02/2014). Общие характеристики нежелательных излучений подвижных станций, использующих наземные интерфейсы IMT-2000.
21. Приказ Министерства связи и массовых коммуникаций от 21.11.2016 № 580 «О внесении изменений в Правила применения абонентских терминалов сетей подвижной радиотелефонной связи стандарта LTE и его модификации LTE-Advanced, утвержденные приказом Министерства связи и массовых коммуникаций Российской Федерации от 06.06.2011 № 128».
22. Нормы 18-13. «Радиопередающие устройства гражданского назначения. Требования на допустимые уровни побочных излучений» // Выписка из решения Государственной комиссии по радиочастотам при Министерстве связи и массовых коммуникаций Российской Федерации от 24.05.2013 № 13-18-03. Москва, 2013.
23. Rec. ITU-R SM.1539-1 (2001-2002). Variation of the boundary between the out-of-band and spurious domains required for application of Recommendations ITU-R SM.1541 and ITU-R SM.329.
24. Рекомендация МСЭ-R SM.329-12 (09/2012). Нежелательные излучения в области побочных излучений.
25. ETSI EN 300 392-2 (2000-12). Terrestrial Trunked Radio (TETRA); Voice plus Data (V+D); Part 2: Air Interface (AI).
26. ECC Rec. (02)01 (02/2002). Specification on Reference Receiver Performance Parameters.
27. ECC Report 310 (January 2020). Evaluation of receiver parameters and the future role of receiver characteristics in spectrum management, including in sharing and compatibility studies.
28. ECC Report 127 (October, 2008). The Impact of Receiver Standards on Spectrum Management.
29. ETSI TS 125 105 (2007-06). Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Base Station (BS) radio transmission and reception (TDD) (3GPP TS 25.105 version 15.0.0 Release 15).
30. ETSI TS 125 104 (2005-09). Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Base Station (BS) radio transmission and reception (FDD) (3GPP TS 25.104 version 15.5.0 Release 15).
31. ETSI TS 136 104 (2016-04). LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception (3GPP TS 36.104 version 11.17.0 Release 11).
32. ETSI TS 125 102 (2011-01). Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); User Equipment (UE) radio transmission and reception (TDD) (3GPP TS 25.102 version 9.7.0 Release 9).
33. ETSI TS 125 101 (2009-03). Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); User Equipment (UE) radio transmission and reception (FDD) (3GPP TS 25.101 version 6.19.0 Release 6).
34. ETSI TS 136 101 (2011-06). LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception (3GPP TS 36.101 version 11.25.0 Release 11).
35. Виноградов Е.М. Анализ электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств: учеб. пособие. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2010. 300 с.

* * *

Characteristics and Parameters of Land Mobile Service Units Necessary for EMC Analysis in Shared Frequency Bands: Analytical Survey

B. Antipin¹, E. Vinogradov¹

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

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-6-18

Received 15th November 2019

Accepted 15th June 2020

For citation: Antipin B., Vinogradov E. Characteristics and Parameters of Land Mobile Service Units Necessary for EMC Analysis in Shared Frequency Bands: Analytical Survey. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(2):6–18. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-6-18

Abstract: *The analysis of frequency bands allocated among radio services in the Table of frequency allocations reveals that every band is utilized by several different radio services. The sharing of frequency bands by radio services requires that electromagnetic compatibility of the radio electronic equipment belonging to these services should be ensured. Currently there is a rapid development of land mobile radio communication systems. There are considered the basic parameters of radio transmitters and radio receivers belonging to ATP systems, which are necessary for the electromagnetic compatibility analyzing of such systems between themselves and with other systems sharing a certain frequency band. We can observe ways of using some characteristics.*

Keywords: *land mobile service, shared frequency bands, electromagnetic compatibility, radio communication service, parameters and characteristics of transmitters and receivers.*

References

1. White D. *Electromagnetic Compatibility of Electronic Equipment and Unintentional Interference. Iss. 1. General EMC Issues. Intersystem Interference*. Moscow: Sovetskoye radio Publ.; 1977. 348 p. (in Russ.)
2. Knyazev A.D., Pchelkin V.F. *Problems of Ensuring the Joint Operation of Electronic Equipment*. Moscow: Sovetskoye radio Publ.; 1971. 200 p. (in Russ.)
3. Knyazev A.D. *Elements of the Theory and Practice of Ensuring Electromagnetic Compatibility of Electronic Equipment*. Moscow: Radio i svyaz Publ.; 1984. 336 p. (in Russ.)
4. Vinogradov E.M., Vinokurov V.I., Kharchenko I.P. *Electromagnetic Compatibility of Electronic Equipment*. Leningrad: Sudostroyeniye Publ.; 1986. 264 p. (in Russ.)
5. Vladimirov V.I., Doktorov A.L., Elizarov F.V., et al. *Electromagnetic Compatibility of Radio-Electronic Means and Systems*. Ed. N.M. Tsarkov. Moscow: Radio i svyaz Publ.; 1985. 272 p. (in Russ.)
6. Feoktistov Yu.A., Matasov V.V., Bashurin L.I., Seleznev V.I. *Theory and Methods for Assessing the Electromagnetic Compatibility of Electronic Equipment*. Moscow: Radio i svyaz Publ.; 1988. 216 p. (in Russ.)
7. Vakhlov V.R., Rozhkov A.G., Sosunov B.V., Chernoles V.P., Shkolin Yu.D., et al. *Fundamentals of Ensuring Electromagnetic Compatibility of Electronic Equipment*. St. Petersburg: Telecommunications Military Academy Publ.; 1991. 207 p. (in Russ.)
8. Borodich S.V. *EMC of Terrestrial and Space Radio Pools: Criteria, Conditions, Calculation*. Moscow: Radio i svyaz Publ.; 1990. 216 p. (in Russ.)
9. Bykhovskiy M.A. *Radio Spectrum Management and Electromagnetic Compatibility of Radio Systems*. Moscow: Yeko-Trendz Publ.; 2006. 376 p. (in Russ.)
10. Bykhovskiy M.A. *Fundamentals of Management of the Use of the Radio Frequency Spectrum: Ensuring the Electromagnetic Compatibility of Radio Systems. Vol. 2*. Moscow: KRASAND Publ.; 2012. 552 p. (in Russ.)
11. Decree of the Government of the Russian Federation of November 18, 2019 No. 1203-47 "On Approval of the Table of Distribution of Radio Frequency Bands Between Radio Services of the Russian Federation and Recognition of Certain Decisions of the Government of the Russian Federation". (in Russ.)
12. ETSI TS 138 104. 5G; NR; Base Station (BS) radio transmission and reception (3GPP TS 38 104 version 15.6.0 Release 15). July 2018.
13. ETSI EN 300 910. *Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Radio transmission and reception (GSM 05.05 version 8.5.1 Release 1999)*. November 2000.

14. ETSI TS 137 104. *Digital cellular telecommunications system (Phase 2+) (GSM); Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); LTE; 5G; NR, E-UTRA, UTRA and GSM/EDGE; Multi-Standard Radio (MSR) Base Station (BS) radio transmission and reception (3GPP TS 37.104 version 15.7.0 Release 15)*. July 2018.
15. *Decision of the State Commission on Radio Frequencies under the Ministry of Telecom and Mass Communications of the Russian Federation of June 30, 2015 No. 15-33-06-2 "On the Allocation of Radio Frequency Bands for Sharing Radio-Electronic Means of Mobile Radio Communication"*. (in Russ.)
16. *SEAMCAT Handbook*. Copenhagen: ECO; January 2010.
17. Rec. ITU-R SM.1541-5. *Unwanted emissions in the out-of-band domain*. August 2013.
18. Rec. ITU-R M.1580-5. *Generic unwanted emission characteristics of base stations using the terrestrial radio interfaces of IMT-2000*. March, 2012.
19. Order of the Ministry of Telecom and Mass Communications of the Russian Federation dated 01.04.2016 No. 132 "On Amending the Rules for the Application of Base Stations and Repeaters of Mobile Radiotelephone Networks. Part VI. Rules for the use of equipment of base station systems and repeaters of mobile radio-telephone networks of LTE standard and its modifications LTE-Advanced, approved by order of the Ministry of Telecom and Mass Communications of the Russian Federation dated 06.06.2011 No. 129". (in Russ.)
20. Rec. ITU-R M.1581-5. *Generic unwanted emission characteristics of mobile stations using the terrestrial radio interfaces of IMT-2000*. February 2014.
21. Order of the Ministry of Telecommunications and Mass Communications dated November 21, 2016 No. 580 "On Amending the Rules for the Use of Subscriber Terminals of Mobile Radiotelephone Communication Networks of the LTE Standard and its Modifications LTE-Advanced, approved by Order of the Ministry of Telecom and Mass Communications of the Russian Federation dated 06.06.2011 No. 128". (in Russ.)
22. Standards 18-13. "Radio transmitting devices for civilian use. Requirements for acceptable levels of spurious emissions". *Extract from the decision of the State Commission on Radio Frequencies under the Ministry of Telecom and Mass Communications of the Russian Federation dated 05.24.2013 No. 13-18-03*. Moscow 2013. (in Russ.)
23. Rec. ITU-R SM.1539-1. *Variation of the boundary between the out-of-band and spurious domains required for application of Recommendations ITU-R SM.1541 and ITU-R SM.329*. 2001-2002.
24. Rec. ITU-R SM.329-12. *Unwanted emissions in the spurious domain*. September 2012.
25. ETSI EN 300 392-2. *Terrestrial Trunked Radio (TETRA); Voice plus Data (V+D); Part 2: Air Interface (AI)*. December 2000.
26. ECC Rec. (02)01. *Specification on Reference Receiver Performance Parameters*. February 2002.
27. ECC Report 310. *Evaluation of receiver parameters and the future role of receiver characteristics in spectrum management, including in sharing and compatibility studies*. January 2020.
28. ECC Report 127. *The Impact of Receiver Standards on Spectrum Management*. October 2008.
29. ETSI TS 125 105. *Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Base Station (BS) radio transmission and reception (TDD) (3GPP TS 25.105 version 15.0.0 Release 15)*. June 2007.
30. ETSI TS 125 104. *Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Base Station (BS) radio transmission and reception (FDD) (3GPP TS 25.104 version 15.5.0 Release 15)*. September 2005.
31. ETSI TS 136 104. *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception (3GPP TS 36.104 version 11.17.0 Release 11)*. April 2016.
32. ETSI TS 125 102. *Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); User Equipment (UE) radio transmission and reception (TDD) (3GPP TS 25.102 version 9.7.0 Release 9)*. January 2011.
33. ETSI TS 125 101. *Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); User Equipment (UE) radio transmission and reception (FDD) (3GPP TS 25.101 version 6.19.0 Release 6)*. March 2009.
34. ETSI TS 136 101. *LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception (3GPP TS 36.101 version 11.25.0 Release 11)*. June 2011.
35. Vinogradov E.M. *Analysis of Electromagnetic Compatibility of Electronic Equipment*. St. Petersburg: Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" Publ.; 2010. 300 p. (in Russ.)

Сведения об авторах:

АНТИПИН
Борис Маврович

кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры телевидения и метрологии Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, boris_antipin@mail.ru

ВИНОГРАДОВ
Евгений Михайлович

кандидат технических наук, доцент, ведущий научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории радиоконтроля и электромагнитной совместимости Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, vinog1936@mail.ru

Методика синхронизации и обнаружения секвентных сигналов в сверхширокополосном канале

В.В. Борисов¹, С.В. Дворников^{1*}, А.В. Пшеничников¹,
М.А. Семисошенко¹

¹Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного,
Санкт-Петербург, 194064, Российская Федерация

*Адрес для переписки: practcdsv@yandex.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 24.04.2020

Принята к публикации 27.05.2020

Ссылка для цитирования: Борисов В.В., Дворников С.В., Пшеничников А.В., Семисошенко М.А. Методика синхронизации и обнаружения секвентных сигналов в сверхширокополосном канале // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 2. С. 19–29. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-19-29

Аннотация: Рассмотрены физические особенности сверхширокополосных сигналов. Проанализированы известные технические решения по синхронизации сигналов при их накоплении. Обоснована необходимость рандомизации временных параметров следования импульсов при их накоплении. Описаны основные этапы методики, позволяющей одновременное решение задачи обнаружения секвентных сигналов путем их накопления на приемной стороне и синхронизации. Представлена оценка вычислительной сложности методики и даны рекомендации по ее практическому применению.

Ключевые слова: секвентные сигналы, обнаружение сверхширокополосных сигналов, обнаружение сигналов путем их накопления.

Введение

Начало развития технологий передачи информации на основе сверхширокополосных (СШП) сигналов традиционно связывают с работами Дж. Росса из научно-исследовательского центра Sperry (позднее – Sperry Rand Corporation) [1]. Однако широкую известность данное направление получило благодаря разработке В. Фуллертоном патента на «Систему радиопередачи с расширенным спектром» [2], которая стала основой для дальнейшего развития так называемых СШП-систем передачи информации.

Сложность практической реализации СШП-технологий обусловила нестабильность интереса к данному направлению со стороны научной общест-венности. Так, в [3] выделено четыре временных периода активизации работ по СШП-тематике, связанные с очередными этапами развития науки и техники.

В настоящее время проблематике совершенствования и потенциальных возможностей СШП-техно-логий посвящено большое количество статей, в частности [4–9]. Однако многие из них носят обзорный характер. Научный интерес представляют работы И.Я. Иммореева [10–13], в которых

достаточно полно изложены теоретические основы синтеза и обработки СШП-сигналов. Отдельные аспекты их практической реализации рассмотрены в [14–17].

Существенный вклад в продвижение СШП-технологий внес коллектив МГТУ им. Н.Э. Баумана, ОАО «Конструкторское бюро опытных работ» [18], сумевший разработать практические СШП-устройства различного назначения.

В развитие указанных работ, в настоящей статье представлен подход к решению вопроса синхронизации в СШП-средствах, при сохранении требований электромагнитной совместимости (ЭМС) с радиотехническими устройствами различного назначения [19].

Общие подходы к решению вопросов синхронизации данных в СШП-системах

Теоретическое обоснование синтеза кратковременных секвентных сигналов без несущих представлено в [20]. Такие сигналы формируются на основе знакопеременных секвентных функций, являющихся подклассом функций характеров [21]. В 1992 г. Управлением перспективных исследовательских программ МО США (DARPA, от англ. Defense

Advanced Research Projects Agency) было определено понятие «СШП-сигналы», к которому отнесены сигналы наносекундных длительностей [22].

В качестве одной из возможных форм секвентного сигнала в [23] обоснована первая производная функции Гаусса:

$$s(t) = A_0 \sqrt{2e} \frac{t}{\tau} \exp\left(-\frac{t^2}{\tau^2}\right), \quad (1)$$

где τ – длительность импульса; A_0 – амплитуда секвенты.

В общем случае, ширина спектра мощности ΔF секвентного импульса обратно пропорциональна его длительности τ , а форма функции ее огибающей описывается следующим соотношением:

$$S(f) = A_0 \sqrt{2\pi e} f \tau^2 \exp\left(-\frac{\tau^2 f^2}{2}\right). \quad (2)$$

Временное и спектральное представление секвентного сигнала показано на рисунке 1.

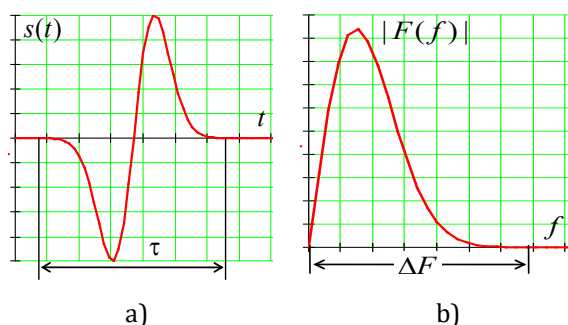


Рис. 1. Временное (а) и спектральное (б) представление секвентного сигнала

Fig. 1. Time Domain (a) and Spectral (b) Representation Sequence Signal

Для понимания сущности СШП технологии предлагается определить следующий тезаурус.

Входная реализация $E(t)$ – совокупность отсчетов, поступающих с аналого-цифрового преобразователя.

Выборка $z(t)$ – совокупность отсчетов входной реализации, выбранных для обработки.

Полезный сигнал $s(t)$ – электромагнитное колебание (секвентный импульс), выделяемое из совокупности радиоизлучений в обрабатываемой выборке.

Слот – временная выборка τ , равная длительности полезного сигнала $s(t)$.

Субслот – временная выборка t_0 , содержащая совокупность слотов τ (фреймов), в пределах которых проявляется полезный сигнал $s(t)$ (по длительности может совпадать с фреймом).

Фрейм – выборка T , содержащая совокупность субслотов t_0 , в пределах одного из которых всегда содержится полезный сигнал $s(t)$ при условии его излучения.

Сигнальная выборка (сигнал) – временная выборка T_c , содержащая совокупность фреймов T , каждый из которых содержит полезный сигнал (импульс) $s(t)$ в пределах одного из слотов τ , характеризующих информационный символ S , который может быть представлен совокупностью полезных сигналов $s(t)$ в процессе их накопления в результате суммирования фреймов обрабатываемой временной выборки $S(t) = \sum_{i=1}^N s_i(t)$, где $N = T_c/T$ (число фреймов, используемых для передачи одного бита). Геометрическая интерпретация представленных понятий демонстрируется на рисунке 2.

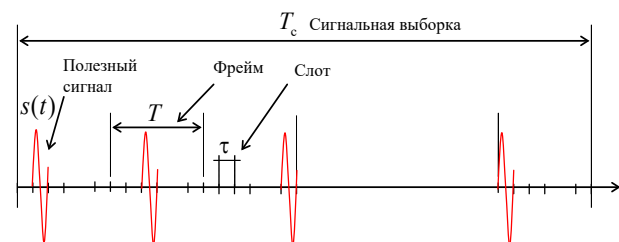


Рис. 2. Структура сигнальной выборки

Fig. 2. Presentation of the Signal in the Time Domain

Поскольку положение полезного сигнала $s(t)$ в пределах длительности фрейма T может быть произвольным, то базу СШП сигнала с этих позиций следует рассматривать следующим образом:

$$B = T \Delta F = T \frac{1}{\tau} = \frac{T}{\tau}, \quad (3)$$

где T – длительность фрейма; τ – длительность секвентного импульса (полезного сигнала).

Согласно (3) значение базы может быть не столь велико с позиций классического подхода к расширению спектра [24]. Вместе с тем DARPA введена классификация широкополосности, исходя из понятия относительной величины полосы частот $\hat{B}$, занимаемой сигнальной выборкой [25]:

$$\hat{B} = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{\max} + f_{\min}}, \quad (4)$$

где $f_{\max}, f_{\min}$ – значения, соответственно определяющие верхнюю и нижнюю границы полосы частот, занимаемой спектром сигнала.

С указанных позиций классификация широкополосности излучений определена в таких градациях:

- $\hat{B} \leq 0,1$ – сигнал узкополосный;
- $0,1 < \hat{B} \leq 0,25$ – сигнал широкополосный;
- $0,25 < \hat{B} \leq 1$ – сигнал сверхширокополосный.

Заметим, что согласно (4), предельному значению СШП отвечает сигнал, удовлетворяющий отношению:

$$f_{\min} \approx \frac{f_{\max}}{1,67}. \quad (5)$$

Так, в соответствии с критерием (5), сигнал $z_1(t)$ с шириной спектра 0,8 Гц, занимающий полосу от 2 до 1,2 Гц, также попадает под понятие СШП,

как и сигнал $z_2(t)$ с шириной спектра 800 МГц, но занимающий полосу от 2 до 1,2 ГГц.

Интересная особенность такого подхода состоит в том, что если сигнал $z_2(t)$ будет сдвинут по частотной оси до значения 3 ГГц, то согласно данной классификации, он перестает быть сверхширокополосным. Поскольку для значения верхней частоты 3 ГГц, условию сверхширокополосности будет соответствовать сигнал с шириной спектра не менее 1,2 ГГц.

Таким образом, при определении сверхширокополосности целесообразно исходить из рассмотрения отношения значения верхней границы спектра сигнала к ширине занимаемой им полосы частот.

Одна из трудностей практического построения СШП-систем передачи информации связана с низкой энергетикой секвентных импульсов, вследствие чего информационный символ S формируется в виде пачки импульсов [18]. Но такая техническая реализация предполагает наличие устойчивой синхронизации. В интересах обоснования продуктивного способа синхронизации рассмотрим возможные варианты кодирования и передачи сообщений посредством секвентных сигналов.

В простейшем случае, когда сигнальная выборка равна длительности фрейма $T = T_c$, т. е. кодирование сигнала осуществляется, например, путем его излучения (соответствует передаче логической «1») или не излучения в пределах фрейма (соответствует передаче логического «0»). Данный случай можно рассматривать как разновидность амплитудной манипуляции.

Более рациональным видится метод кодирования, когда полезный сигнал $s(t)$ излучается в пределах слота очередного фрейма. При этом возможны два варианта кодирования.

В первом случае фрейм разбивается на два субслота (см. рисунок 3), и кодирование осуществляется следующим образом. Логическая «единица» соответствует сигналу, в котором полезный импульс $s(t)$ излучается в пределах субслота, расположенного по одну сторону от границы принятия решения (субслот передачи «1»), а логический «ноль» – при излучении $s(t)$ в пределах другого субслота (субслот передачи «0»).

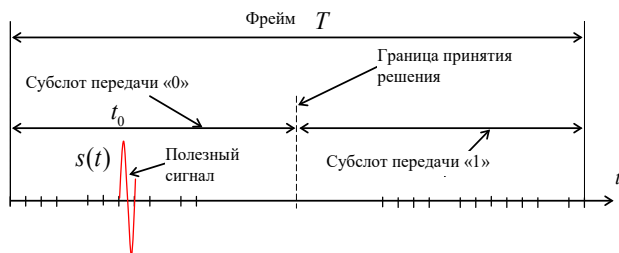


Рис. 3. Структура СШП-сигнала для условия $T = T_c$ при передаче «0»

Fig. 3. The Structure of the UWB-Signal for the Condition $T = T_c$ When Transmitting "0"

Во втором случае фрейм разбивается на несколько субслотов (см. рисунок 4).

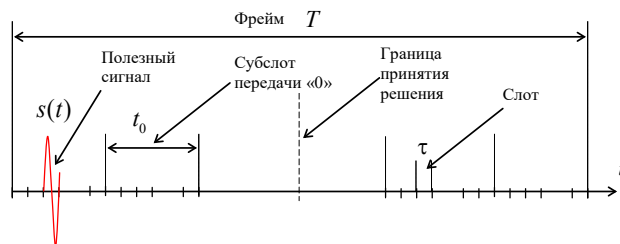


Рис. 4. Структура СШП сигнала при использовании нескольких фреймов

Fig. 4. The Structure of UWB-Signal When Using Several Frames

Тогда логическая «единица» кодируется путем излучения полезного сигнала $s(t)$ в пределах одного из слотов, определяющих субслот, а логический «ноль» – при излучении $s(t)$ в пределах, соответственно, одного из субслотов, расположенных по другую сторону от границы принятия решения.

Различие рассмотренных подходов к кодированию становится принципиальным в условиях обеспечения ЭМС. Как уже отмечалось, прием СШП-сигналов осуществляется путем накопления информационных фреймов.

Прием сигнала методом накопления эквивалентен условию, когда длительность сигнальной выборки содержит несколько фреймов. В этом случае:

$$N T_0 = T_c, \quad (6)$$

где N – число накапливаемых фреймов для принятия сигнальной выборки.

Таким образом, прием информационного символа S становится возможным только при условии накопления составляющих его импульсов:

$$S(t) = s_1(t) + s_2(t) + \dots + s_n(t) + \dots + s_N(t) = \sum_{i=1}^N s_i(t), \quad (7)$$

где $s_1(t), s_2(t), \dots, s_n(t), \dots, s_N(t)$, излучаемые в пределах накапливаемых фреймов

Отметим, что в простейшем случае выполнение условия (6) становится возможным только в том случае, если излучаемые сигналы имеют не только одинаковую длительность, но одинаковый период следования.

Практический интерес реализации подхода, характеризуемого выражением (6), основывается на следующих предположениях. При условии независимости накопления выборок имеющиеся в них шумы будут иметь некоррелируемую природу. Следовательно, при сложении результирующее значение их суммы будет стремиться к нулю. В тоже время энергия полезных сигналов будет накапливаться, тем самым изменяя искомое значение отношения сигнал/шум на длительности T_c .

Реализация указанных процедур более подробно представлена в [26, 27].

Таким образом, основополагающим условием функционирования систем связи, использующих секвентные сигналы, является обеспечение устойчивой синхронизации работы приемо-передающих устройств [11]. Именно этот подход целесообразно положить в основу разрабатываемой методики.

Обоснование основных этапов методики синхронизации в передачах, использующих секвентные сигналы

В «импульсном радио» (термин введен В. Фуллертоном в [2]) информация кодируется посредством временной позиционно-импульсной модуляции. Смещение импульса относительно его «штатного» положения в последовательности вперед задает «0», а назад – «1». Согласно патенту [2], время смещения не превышает четверти длительности импульса (см. рисунок 5).

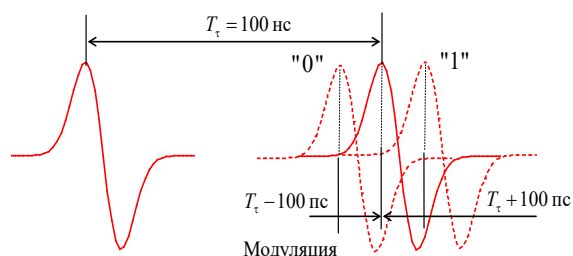


Рис. 5. Принцип кодирования секвентных сигналов по патенту Фуллертона

Fig. 5. The Principle of Encoding Sequential Signals According to the Fullerton Patent

Так, в последовательности 500 пс импульсов с межимпульсным интервалом 100 нс, импульс, пришедший на 100 пс раньше будет воспринят как «0», а на 100 пс позже – как «1». При этом каждый информационный бит кодируется последовательностью порядка 200 импульсов. Более подробно данный принцип рассмотрен в [17].

Для разделения каналов передачи «штатное» положение каждого импульса сдвигают на время, пропорциональное текущему значению некоторой псевдослучайной последовательности, – разделение посредством временных скачков (Time Hopping). Время сдвига на один-два порядка выше, чем смещение при временной модуляции (рисунок 6).

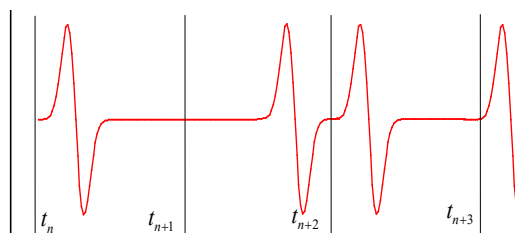


Рис. 6. Информационная последовательность импульсов, в соответствии с патентом Фуллертона

Fig. 6. Information Sequence of Pulses, in Accordance with the Fullerton Patent

Применение указанных процедур снижает периодичности следования импульсов, что существенно сглаживает результирующий спектр, тем самым исключая возможности нарушения условий ЭМС.

Таким образом, в отличие от устройств, построенных на основе технологии CDMA, системы «импульсного радио» используют ортогональные псевдослучайные последовательности не для расширения спектра сигнала, а для сглаживания его спектра. Зная эти последовательности, на приеме регулируют временной сдвиг коррелятора для решения задачи последовательного накопления. Интересной особенностью рассмотренного подхода является то, что в нем реализуется совместное решение задачи вхождения в связь и синхронизация.

Вместе с тем рассмотренное техническое решение имеет существенный недостаток, заключающийся в том, что для больших выборок (в «Импульсном радио» до 200) периодичность $T_t \pm t_{cd}$, где t_{cd} – величина сдвига, все равно будет проявляться, поскольку имеет только два положения.

В интересах нивелирования указанного недостатка рассмотрим особенности реализации процедур накопления.

Очевидно, что накопление возможно только в том случае, когда передаваемые послыки имеют строго одинаковые параметры в пределах каждого слота. Тогда в условиях шумов $\xi(t)$ на длительности послыки сигнала $s(t) = s$ его мгновенные значения будут иметь величину $s + \xi_n$, а в отсутствии передачи – только ξ_n . При этом значения шумовых составляющих будут изменяться при каждом новом отсчете, в то время, как сигнальные компоненты сохраняют стационарность. Подробно данный подход представлен в [27, 28]. В обнаружителе реализуются процедуры накопления входящих отсчетов z_n , где $n = 1, \dots, N$, N – число принятых отсчетов $z_1 = s + \xi_1, z_2 = s + \xi_2, \dots, z_N = s + \xi_N$.

Тогда сумма отсчетов равна:

$$z = \sum_{n=1}^N z_n = \sum_{n=1}^N (s + \xi_n) = Ns + \sum_{n=1}^N \xi_n = S + \eta. \quad (8)$$

В (8) $S = Ns$ – уровень полезного сигнала, накопленный на длительности сигнальной выборки; $\eta = \sum_{n=1}^N \xi_n$ – уровень шума, накопленного на длительности сигнальной выборки.

Для рассматриваемого случая отношение сигнал/шум будет рассчитываться следующим образом:

$$h^2 = \frac{s^2 N^2}{\sigma_\eta^2} = \frac{S^2}{\sigma_\eta^2}, \quad (9)$$

где σ_η^2 – дисперсия шума (шум считаем стационарным с математическим ожиданием $M(\sum_n \xi_n) = 0$).

Для некоррелируемых шумовых отсчетов дисперсия суммы равна сумме дисперсий [28]:

$$h^2 = \frac{N^2 s^2}{D(\sum_n [M(\xi_n - \sum_n \xi_n)]^2)}.$$

Далее, считая, что все шумовые отсчеты ξ_n имеют одинаковый вид распределения, поскольку являются мгновенными отсчетами одного и того же случайного процесса, получим:

$$h^2 = \frac{N^2 s^2}{N \sigma_\eta^2} = \frac{N s^2}{\sigma_\eta^2}. \quad (10)$$

Если значение отношения сигнал/шум на входе приемника обозначим как:

$$h_0^2 = \frac{P_s}{P_\xi} = \frac{s^2}{\sigma_\eta^2}, \quad (11)$$

где P_s и P_ξ – соответственно, мощность сигнала и шума на входе приемника, то получим:

$$h^2 = N h_0^2. \quad (12)$$

Таким образом, накопление сигнальных отсчетов приводит к возрастанию значения отношения сигнал/шум на входе обнаружителя. При этом указанная зависимость носит линейный характер. Однако непосредственная реализация рассмотренной процедуры, в соответствии с [13], приведет к наличию в спектре сигнала ярко выраженных составляющих, кратных периоду следования секвентных сигналов [11]. Такие спектральные компоненты будут для сторонних радиотехнических систем выступать как помехи, что ведет к нарушению условий ЭМС.

В интересах недопущения такой ситуации предлагается использовать в СШП-средствах сигналы с рандомизацией положения импульсов $s(t)$ в пределах каждого последующего фрейма. Для пояснения сущности предлагаемого технического решения, на рисунке 7 показан фрагмент входной реализации с рандомизацией положения полезного сигнала в пределах фрейма.

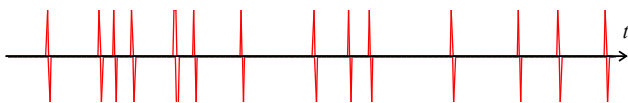


Рис. 7. Временная структура выборки с рандомизацией положения полезного сигнала в пределах фрейма

Fig. 7. Sampling Structure with Randomization of the Position of the Useful Signal Within the Frame in the Time Domain

А на рисунке 8 представлен спектр входной реализации с рандомизацией положения полезного сигнала в пределах фрейма.

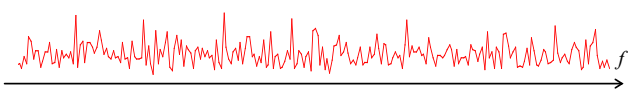


Рис. 8. Спектр временной выборки с рандомизацией положения полезного сигнала в пределах фрейма

Fig. 8. The Spectrum of the Sample in which the Position of the Signal in Time is Randomized Within the Frame

Очевидно, что рандомизация положения полезного сигнала в пределах фрейма позволит минимизировать проявление мощных энергетических составляющих в спектре. В тоже время при упорядоченном расположении полезного сигнала в пределах каждого фрейма, спектральные компоненты, возникающие в результате повторяемости периода следования импульсов, будут ярко проявляться в частотной области. На рисунке 9 показана структура временной выборки входной реализации без шумов, с упорядоченным расположением полезного сигнала в пределах каждого фрейма, а на рисунке 10 изображен ее спектр.

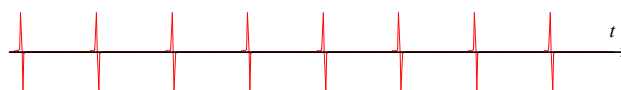


Рис. 9. Временная структура выборки с упорядоченным положением полезного сигнала в пределах фрейма

Fig. 9. Sampling Structure with the Ordered Position of the Useful Signal in Time Within the Frame

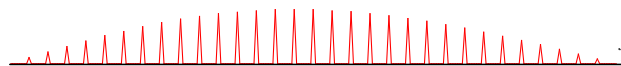


Рис. 10. Спектр временной выборки с упорядоченным расположением полезного сигнала в пределах фрейма

Fig. 10. The Spectrum of the Sample with the Ordered Position of the Useful Signal in Time Within the Frame

Таким образом, для обеспечения условий ЭМС предлагается применять секвентные системы связи с рандомизацией положения полезного сигнала в пределах фрейма. В этом случае задача обнаружения сигнала сводится к поиску в пределах каждого фрейма T сигнальной выборки T_c положения слота t на длительности которого излучается полезный сигнал $s(t)$. Поскольку обработке подвергаются сигнальные отсчеты, взятые с аналого-цифрового преобразователя, целесообразно задачу обнаружения рассмотреть в векторном виде. Следовательно, каждый фрейм можно представить как вектор $\mathbf{s}_{n,m}$; $n = 1, \dots, N$, где N – число фреймов, необходимых для обнаружения информационного символа S при реализации метода накопления; $m = 1, \dots, M$, где M – количество слотов, в которых могут проявляться секвентные импульсы в пределах каждого фрейма.

Тогда временные позиции (слоты) каждого фрейма, в которых расположен полезный сигнал, будет определять вектор положения $l(m)$, где $m = 1, \dots, M$ – текущая координата позиции отсчета (слота) в пределах каждого из фреймов, содержащая полезный сигнал s (рисунок 11). С позиций решения задачи обнаружения, выборку первого фрейма обозначим как $\mathbf{s}_{1,a}$, где позиция a – значение первого элемента вектора $l(m)$, считаем, что позиция a определяет положение полезного сигнала s ; соответственно, второй фрейм обозначим как $\mathbf{s}_{2,b}$, а третий фрейм как $\mathbf{s}_{3,c}$.

Для обнаружения полезного сигнала в позициях слота каждого из фреймов используем критерий максимального правдоподобия [15, 29]. Тогда для поиска позиций вектора $l(m)$, которые определяют положение полезного сигнала на длительности фрейма, можно использовать процедуры последовательной корреляции выборок векторов фреймов $s_{n,m}$ с последовательным суммированием отсчетов, имеющих максимальные значения (т.е. соответствующих позициям вектора $l(m)$) [30, 31].

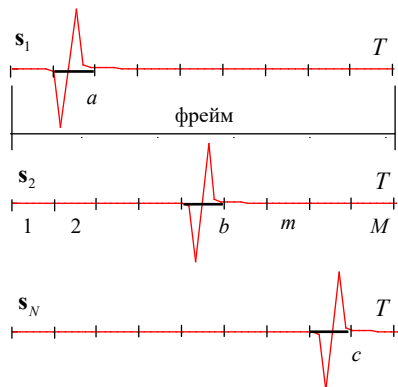


Рис. 11. Принцип обнаружения информационного сигнала путем накопления фреймов, содержащих составляющие его импульсы с рандомизированным периодом следования

Fig. 11. The Principle of Detecting an Information Signal by Accumulating Frames Containing its Constituent Pulses with a Randomized Repetition Period

В частности, для примера, представленного на рисунке 11, задача обнаружения будет сведена к следующей векторной операции:

$$[s_{1,a} + s_{2,b} + s_{3,c}]^T [s_{1,a} + s_{2,b} + s_{3,c}] \rightarrow \max_{l(m), m = a,b,c'} \quad (13)$$

где $[*]^T$ – знак транспонирования.

Условие (13) предполагает, что по результатам корреляции левой части каждый раз будет выбрано максимальное значение вектора $l(m)$, которое соответствует позициям обрабатываемого фрейма, в которых расположен полезный сигнал. Для примера, представленного на рисунке 11, таковыми являются позиция a первого фрейма, позиция b второго фрейма и позиция c третьего фрейма. При этом на каждом этапе принятие решения об обнаружении сигнала принимается в соответствии с критерием максимального правдоподобия.

А в общем виде задачу обнаружения информационного сигнала при рандомизации положения полезного сигнала в пределах фрейма представим в виде следующей аналитической модели:

$$\left[\sum_{n=1}^N s_{n,l(m)} \right]^T \left[\sum_{n=1}^N s_{n,l(m)} \right] \rightarrow \max_{l(m), m = 1, \dots, M'} \quad (14)$$

где $l(m)$ – вектор, элементами которого являются номера позиций n -го фрейма, в которых размещаются составляющие вектора полезного сигнала s_n .

Аналитическая модель (14) определяет оптимальное решение задачи обнаружения секвентного сигнала с рандомизацией его временных параметров [32–35].

Поскольку модель (14) предполагает реализацию критерия максимального правдоподобия при определении каждого элемента вектора $l(m)$ [36], то это позволяет минимизировать общее количество фреймов (элементов вектора), необходимое для достижения заданной величины вероятности обнаружения [37].

Тогда основные этапы методики синхронизации и обнаружения секвентных сигналов с рандомизированным периодом следования можно представить в следующей редакции.

1) Принимают входную реализацию $E(t)$ и из нее формируют выборку $z(t)$, длительность которых равна длительности фрейма.

2) Последовательно осуществляют корреляцию выборки вектора первого фрейма $s_{1,m}$ с выборкой вектора второго фрейма $s_{2,m}$.

3) Определяют позиции в пределах каждого из фреймов, взаимная корреляция которых дает максимальное значение (для примера, представленного на рисунке 11, таковыми будут позиция a первого фрейма $s_{1,a}$ и позиция b второго фрейма $s_{2,b}$).

4) Вектора $s_{1,a}$ и $s_{2,b}$ сдвигают друг относительно друга таким образом, чтобы позиция a вектора первого фрейма $s_{1,a}$, находилась напротив позиции b второго фрейма $s_{2,b}$. После этого векторы суммируют и формируют новый вектор $s_{opt,m}$ такой же размерности. При этом в позиции m нового вектора (первая позиция вектора) будет содержать результат суммы отсчетов, находящихся в позициях a и b векторов первого и второго фреймов.

5) Вычисляют корреляционную функцию нового вектора $s_{opt,m}$ с выборкой третьего фрейма $s_{3,m}$ входной реализации. И аналогичным третьему этапу образом определяют номер позиции на длительности выборки вектора третьего фрейма $s_{3,m}$, корреляция с которой позиции t нового вектора дает максимальное значение.

6) Формируют новую версию вектора $s_{opt,m}$, аналогично процедурам четвертого этапа. Таким образом, получая вектор $s_{opt,m}$, у которого в позиции t теперь будет содержаться результат суммы отсчетов тех позиций, которые обеспечивают максимальные значения корреляции (для примера, представленного на рисунке 11, это отсчеты, находящиеся в позициях a , b и c векторов первого, второго и третьего фреймов).

Указанные процедуры повторяют для всех оставшихся сформированных выборок, равных длительностью фрейму. По окончании суммирования изначально заданного числа выборок, полученный итог, т.е. результирующий вектор $s_{opt,m}$ сравнивают с

пороговой величиной, определяемой в соответствии с допустимой вероятностью ошибочного приема [38]. В качестве примера, на рисунке 12 показана временная реализация $s(t)$, соответствующая последней версии вектора $\mathbf{s}_{\text{opt},m}$ длительно-стью 60 нс, полученного по результатам выполнения методики, у которой в позиции с 9 по 10 нс находятся отсчеты полезного сигнала. Здесь же представлен порог обнаружения.

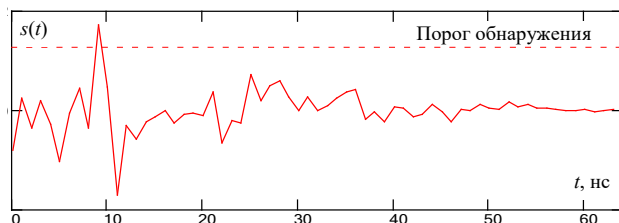


Рис. 12. Принцип обнаружения информационного сигнала по результатам накопления фреймов на основе порога

Fig. 12. The Principle of Detecting an Information Signal Based on the Results of Frame Accumulation Using a Threshold

Таким образом, обеспечивается одновременное обнаружение и синхронизация сигналов с рандомизированным периодом их следования в пределах каждого фрейма.

Важной особенностью разработанной методики является то, что для ее реализации не обязательно знать точные границы фреймов, а, следовательно, и начала работы передатчика. Достаточно на приемной стороне формировать входные выборки, совпадающие по длительности с сигнальным фреймом.

Рассмотрим сложность методики с позиций потребного количества различных вычислительных операций. Так, если число дискретных отсчетов фрейма равно M , а число дискретных отсчетов, непосредственно приходящихся на сигнал – v , то число возможных вариантов размещений вектора сигнала $\mathbf{s}_{n,m}$ в пределах фрейма составит $(M - v)$. Следовательно, число возможных вариантов размещений векторов сигналов по числу фреймов N , составит $(M - v)^N$.

В соответствии с идеологией, основанной на процедурах полного перебора, для каждого варианта вычисления корреляции необходимо рассчитать значение $\hat{q}$, представляющего результат скалярного произведения суммарных векторов. Для его вычисления потребуется Nm операций сложения и m операций возведения в квадрат. Данные операции обозначим, как s_+ и s_x , соответственно.

Тогда, окончательное выражение для оценки вычислительной сложности решаемой задачи методом полного перебора составит:

$$O_{\text{тр}} = ((M - v)(s_+ + s_x))^N. \quad (15)$$

Далее, с учетом s_+ и s_x , получим формулу для расчета общего количества вычислительных операций:

$$O_{\text{тр}} = (m(M - v)(n_{\text{фр}} + 1))^N. \quad (16)$$

Результаты первых 10 значений $O_{\text{тр}}$, представлены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Общее количество операций, необходимое для реализации методики

TABLE 1. Total Number of Operations Required to Implement the Methodology

№ п/п	$O_{\text{тр}}$
2	$1,475 \times 10^5$
4	$1,678 \times 10^{11}$
6	$5,174 \times 10^{17}$
8	$3,102 \times 10^{24}$
10	$3,062 \times 10^{31}$

Эти результаты получены для фрейма в 36 отсчетах, из которых 4 отсчета приходятся на полезный сигнал. Анализ данных указывает на значительную вычислительную сложность методики [39]. В связи с этим предлагается провести декомпозицию алгоритма, например, в соответствии с подходом, предложенным в [40]. Данный вопрос предполагает проведение дополнительного исследования.

Заключение

Специфика устройств передачи информации на основе секвентных сигналов заключается в использовании СШП-каналов, поэтому для них законодательно ограничен допустимый уровень спектральной плотности мощности. Указанные обстоятельства обуславливают необходимость использовать для передачи каждого символа пачки импульсов. Для обеспечения равномерности спектра таких излучений необходимо рандомизировать временные интервалы следования импульсов, что возможно только при условии решения задачи синхронизации.

Разработанная методика позволяет одновременно решать и задачу обнаружения, и задачу синхронизации. Ее специфика состоит в том, что в ней реализованы процедуры последовательной корреляции векторов фреймовых выборок друг с другом. Это позволяет накапливать энергию по тем позициям, в пределах которых передавались секвенты. При этом методика не критична к априорным данным о начале работы передающих устройств, поскольку изначально предполагает случайное расположение импульса в пределах фрейма. Для успешной реализации методики достаточно лишь формировать выборки, сопоставимые по длительности с фреймом.

К сожалению, вычислительная сложность разработанной методики возрастает по показательному закону с увеличением числа обрабатываемых фреймов. Так переход к обработке каждого последующего фрейма увеличивает число операций на

три порядка, при том, что изменение соотношения длительности слота к длительности фрейма происходит по линейному закону. И накопление по 10 фреймам уже потребует более 3×10^{31} операций. В связи с этим предполагается реализовать методику в виде последовательных алгоритмов независимо для каждого этапа, с раздельным хранением результата вычислений.

Направления дальнейших исследований авторы связывают с исследованием помехоустойчивости разработанного подхода. Актуальность данного вопроса обусловлена тем, что на практике достаточно сложно обеспечить для работы СШП-систем диапазон в несколько сотен мегагерц, в пределах которого спектральная плотность шума строго определяется гауссовым распределением. Вполне возможно, что алгоритм обнаружения в «окрашенных» шумах потребует дополнительной проработки.

Достаточно важным вопросом является автоматизация самого процесса обнаружения. И хотя общие подходы его решения для процедур накопления известны [41], значительная их вычислительная сложность наверняка потребует дополнительной коррекции.

Интересным видится и применение методов совместного частотно-временного анализа, разработанных в [42]. Действительно, формируемые частотно-временные представления исследуемых процессов, с одной стороны позволяют повысить локализацию энергии полезного сигнала в пределах обрабатываемого фрагмента. А с другой – повышают вычислительную сложность процедур обработки.

Данный аспект опять же потребует поиска компромиссных решений, в том числе с использованием методов на основе распределенной обработки, по аналогии с подходом, представленным в [30].

Список используемых источников

1. Ross G.F. A Time Domain Criterion for the Design of Wideband Radiating Elements // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1968. Vol. 16. Iss. 3. PP. 355–356. DOI:10.1109/TAP.1968.1139174
2. Fullerton L.W. Spread Spectrum Radio Transmission System. Patent US, no. 4641317, 03.02.1987.
3. Соколова М.В. Сверхширокополосная беспроводная связь: история и перспективы развития // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2008. Т. 2. № 2. С. 50–53.
4. Баркун М.А., Ходасевич О.Р. Сверхширокополосная Связь. Часть 1 // Проблемы инфокоммуникаций. 2016. № 2(4). С. 5–14.
5. Артемов М.Л., Чаплыгин А.А., Лукьянчиков В.Д., Иванов С.Ю., Смирнова А.А. Устройство синхронизации приёмной и передающей части радиолинии при использовании короткоимпульсных сверхширокополосных сигналов. Патент на изобретение RU 2713379 C1 от 20.08.2019. Оpubл. 05.02.2020. Бюл. № 4.
6. Скарня А.В., Разин А.А., Тошцов С.А., Демидов А.И. Сверхширокополосные зондирующие сигналы в гидроакустических системах // Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2018. Т. 10. № 2. С. 209–212. DOI:10.17725/rensit.2018.10.209
7. Андриянов А.В. Система передачи информации с использованием сигма-дельта модулятора и передатчика пачки СШП-импульсов // Датчики и системы. 2019. № 3(234). С. 19–24.
8. Замарин А.И., Христинан Е.В. Обнаружение сверхширокополосных сигналов на основе закономерностей их преобразования в узкополосной системе // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. 2016. № 654. С. 72–81.
9. Радченко Ю.С., Кондаков М.С. Характеристики надежности временной и внутрикадровой синхронизации кодированных СШП сигналов // XX Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC-2014, Воронеж, Россия, 15–17 апреля 2014). Воронеж: НПФ «САКВОЕ», 2014. С. 276–283.
10. Иммореев И.Я. Сверхширокополосные радары: новые возможности, необычные проблемы, системные особенности // Вестник МГТУ. 1998. № 4(32). С.128–133.
11. Иммореев И., Судаков А. Сверхширокополосные и узкополосные системы связи. Совместная работа в общей полосе частот // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 2003. №2(44). С. 36–39.
12. Иммореев И.Я. Эффективная поверхность рассеяния цели при ее облучении сверхширокополосным сигналом // Успехи современной радиоэлектроники. 2009. № 1-2. С. 95.
13. Иммореев И.Я. Практическое использование сверхширокополосных радаров // Журнал радиоэлектроники. 2009. № 9. С. 3.
14. Дворников С.В., Казаков Е.В., Устинов А.А., Чихонадских А.П. Выбор модели секвентного сигнала для системы связи // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2012. Т. 55. № 12. С. 11–16.
15. Алексеев Ю.Л., Дворников С.В., Егоров С.А., Казаков Е.В., Кукушкин Р.Е. и др. Способ автоматического обнаружения сигналов. Патент на изобретение RU 2480901 от 29.12.2011. Оpubл. 27.04.2013. Бюл. № 12.
16. Дворников С.В., Казаков Е.В., Устинов А.А., Чихонадских А.П., Андриянов А.В. Обоснование модели секвентного сигнала для систем связи // Информационные технологии. 2012. № 9. С. 32–36.
17. Шахнович И.В. Сверхширокополосная связь. Второе рождение? // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 2001. № 4(34). С. 8–14.
18. Зеркаль А.Д. Вопросы практического использования системы ближней радиолокации на основе сверхкоротких импульсов с малым энергопотреблением // Журнал радиоэлектроники. 2012. № 1. С. 2.
19. ГОСТ Р 51856-2001. Совместимость технических средств электромагнитная. Средства радиосвязи малого радиуса действия, работающие на частотах от 3 кГц до 400 ГГц. Требования методы испытаний. М.: Издательство стандартов, 2002. 23 с.
20. Хармут Х. Теория секвентного анализа: основы и применения. М.: Мир, 1980. 574 с.

21. Агиевич С.Н., Дворников С.В., Гусельников А.С. Описание сигналов в базисах функций сплайн-Вилленкина-Кристенсона // Контроль. Диагностика. 2009. № 3. С. 52–57.
22. Taylor J.D. Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems. Boca Raton: CRC Press, 1995.
23. Ross G.F. Transmission and Reception System for Generation and Receiving Base Band Duration Pulse Signals without Distortion for Short Base Band Pulse Communication System. Patent US, no. 3728632, 12.03.1971.
24. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. М.: Советское радио, 1970. 166 с.
25. Barrett T.W. History of UltraWideBand (UWB) Radar & Communications: Pioneers and Innovators // Progress In Electromagnetics Symposium 2000 (PIERS2000), Cambridge, MA, July, 2000.
26. Дворников С.В., Сауков А.М. Модификация частотно-временных описаний нестационарных процессов на основе показательных и степенных функций // Научное приборостроение. 2004. Т. 14. № 3. С. 76–85.
27. Дворников С.В. Метод обнаружения сигналов диапазона ВЧ на основе двухэтапного алгоритма принятия решения // Научное приборостроение. 2005. Т. 15. № 3. С. 114–119.
28. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М.: Радио и связь, 1982. 304 с.
29. Stein J.Y. Digital Signal Processing: A Computer Science Perspective. New York: John Wiley & Sons, 2000. 880 p.
30. Самойленко Д.В., Финько О.А., Еремеев М.А. Распределённая обработка и защита информации в группировке комплексов с беспилотными летательными аппаратами // Теория и техника радиосвязи. 2017. № 4. С. 93–100.
31. Volovach V.I., Anfalov K.V. Evaluation Efficiency Serial Input in Synchronism Constituents Sequence at Service Data Transmission // Электротехнические и информационные комплексы и системы. 2016. Т. 12. № 1. С. 75–83.
32. Fan C., Yuan X., Zhang Y.J. Scalable Uplink Signal Detection in C-RANs via Randomized Gaussian Message Passing // IEEE Transaction on Wireless Communications. 2017. Vol. 16. Iss. 8. PP. 5187–5200. DOI:10.1109/TWC.2017.2706680
33. Moretti M., Abrardo A., Belleschi M. On the Convergence and Optimality of Reweighted Message Passing for Channel Assignment Problems // IEEE Signal Processing Letters. 2014. Vol. 21. Iss. 11. PP. 1428–1432. DOI:10.1109/LSP.2014.2337951
34. Shi Y., Zhang J., O'Donoghue B., Letaief K.B. Large-Scale Convex Optimization for Dense Wireless Cooperative Networks // IEEE Transactions Signal Processing. 2015. Vol. 63. Iss. 18. PP. 4729–4743. DOI:10.1109/TSP.2015.2443731
35. Su Q., Wu Y.-C. On Convergence Conditions of Gaussian Belief Propagation // IEEE Transactions on Signal Processing. 2015. Vol. 63. Iss. 5. PP. 1144–1155. DOI:10.1109/TSP.2015.2389755
36. Bates D.S. Maximum Likelihood Estimation of Latent Affine Processes // Review of Financial Studies. 2006. Vol. 19. Iss. 3. PP. 909–965. DOI:10.1093/rfs/hhj022
37. Susko E. Large Sample Approximations of Probabilities of Correct Evolutionary Tree Estimation and Biases of Maximum Likelihood Estimation // Statistical Applications in Genetics and Molecular Biology. 2011. Vol. 10. Iss. 1. DOI:10.2202/1544-6115.1626
38. Rossetto V., Margerin L., Plane's T., Larose E.. Locating a weak change using diffuse waves: Theoretical approach and inversion procedure // Journal of Applied Physics. 2011. Vol. 109. Iss. 3. DOI:10.1063/1.3544503
39. Рублев В.С., Юсуфов М.Т. Автоматизированная обучающая система «Анализ вычислительной сложности алгоритмов» (исследования организации 1-ой части проекта) // Современные информационные технологии и ИТ-образование. 2017. Т. 13. № 2. С. 170–178. DOI:10.25559/SITITO.2017.2.237
40. Финько О.А. Реализация систем булевых функций большой размерности методами модулярной арифметики // Автоматика и телемеханика. 2004. № 6. С. 37–60.
41. Дворников С.В., Супян А.Ю., Ракицкий Д.С., Ровчак А.Ю. Метод автоматического обнаружения сигналов на основе перемножения фрагментов реализаций спектра наблюдаемого процесса // Контроль. Диагностика. 2009. № 10. С. 36–41.
42. Алексеев А.А., Аладинский В.А., Железняк В.К., Комарович В.Ф., Дворников С.В. Применение методов частотно-временной обработки акустических сигналов для анализа параметров реверберации // Научное приборостроение. 2001. Т. 11. № 1. С. 65–76.

* * *

Synchronization Method and Detection of Sequent Signals in the Ultra Wide Band Channel

V. Borisov¹, S. Dvornikov¹, A. Pshenichnikov¹, M. Semisoshenko¹

¹Telecommunications Military Academy,
St. Petersburg, 194064, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-19-29

Received 24th April 2020

Accepted 27th May 2020

For citation: Borisov V., Dvornikov S., Pshenichnikov A., Semisoshenko M. Synchronization Method and Detection of Sequent Signals in the Ultra Wide Band Channel. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(2):19–29. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-19-29

Abstract: The physical features of ultra-wideband signals are considered. The well-known technical solutions for synchronizing signals during their accumulation are analyzed. The necessity of randomizing the temporal parameters of the following pulse their accumulation is substantiated. The main steps of the technique are described that allow the simultaneous solution of the problem of detecting sequential signals by accumulating them on the receiving side and synchronizing them. An assessment of the computational complexity of the technique is presented and recommendations for its practical application are given.

Keywords: sequential signals, detection of ultra-wideband signals, detection of signals by their accumulation.

References

1. Ross G.F. A Time Domain Criterion for the Design of Wideband Radiating Elements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1968;16(3):355–356. DOI:10.1109/TAP.1968.1139174
2. Fullerton L.W. *Spread Spectrum Radio Transmission System*. Patent US, no. 4641317, 03.02.1987.
3. Sokolova M.V. Ultra-Wideband Wireless Communication: History and Development Prospects. *T-Comm*. 2008;2(2):50–53. (in Russ.)
4. Barkoun M.A., Khodasevitch O.R. Ultrawide Band Communication. Part 1. *Problemy infokommunikatsiy*. 2016;2(4):5–14. (in Russ.)
5. Artemov M.L., Chaplygin A.A., Lukyanchikov V.D., Ivanov S.Yu., Smirnova A.A. The Synchronization Device of the Receiving and Transmitting Parts of the Radio Line when using Short-Pulse Ultra-Wideband Signals. Patent RF, no. 2713379, 20.08.2019. (in Russ.)
6. Sknarya A.V., Razin A.A., Toshchov S.A., Demidov A.I. Ultra Wideband Sounding Signals in Hydroacoustic Systems. *Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies*. 2018;10(2):209–212. (in Russ.) DOI:10.17725/rensit.2018.10.209
7. Andriyanov A.V. UWB Radio Using the Sigma-Delta Modulator and Transmitter Pulse Packet. *Datchiki & Systemi (Sensors & Systems)*. 2019;3(234):19–24. (in Russ.)
8. Zamarin A.I., Khristichan E.V. Detection of Ultra-Wideband Signals Based on the Patterns of Their Conversion in a Narrowband System. *Proceedings of the Mozhaisky Military Space Academy*. 2016;654:72–81. (in Russ.)
9. Radchenko Y.S., Kondakov M.S. Characteristics of reliability of time and intraframe synchronization for coded UWB signals. XX scientific and technical conference "Radar, navigation, communication", RLNC-2014, 15–17 April 2014, Voronezh, Russia. Voronezh: SAKVOYEYE Publ.; 2014. p.276–283. (in Russ.)
10. Immoreev I.Ya. Superwide-band radars: new possibilities, unusual problems, system peculiarities. *Herald of the Bauman Moscow State Technical University*. 1998;4(32):128–133. (in Russ.)
11. Immoreev I., Sudakov A. Ultrawideband and Narrowband Communication Systems. Working Together in a Common Frequency Band. *Electronics: Science, Technology, Business*. 2003;2(44):36–39. (in Russ.)
12. Immoreev I.Ya. Radar cross section of the target at the irradiation by the ultrawideband signal. *Achievements of Modern Radioelectronics*. 2009;1-2:95. (in Russ.)
13. Immoreev I.Ya. The practical use of ultra-wideband radars. *Journal of Radio Electronics*. 2009;9:3. (in Russ.)
14. Dvornikov S.V., Kazakov E.V., Ustinov A.A., Chikhonadskikh A.P. Justification Of Sequential Signal Model For Communication System. *Journal of Instrument Engineering*. 2012;55(12):11–16. (in Russ.)
15. Alekseyev Yu.L., Dvornikov S.V., Yegorov S.A., Kazakov E.V., Kukushkin R.E., et al. *Method for automatically detecting signals*. Patent RF, no. 2480901, 29.12.2011. (in Russ.)
16. Dvornikov S.V., Kazakov E.V., Ustinov A.A., Chikhonadsky A.P., Andriyanov S.V. Substantiation of the Sequence Signal for the Communication System. *Information Technologies*. 2012;9:32–36. (in Russ.)
17. Shakhnovitch I. Superwide Band Communications. Birth for the Second Time? *Electronics: Science, Technology, Business*. 2001;4:8–14. (in Russ.)
18. Zerkal A.D. Issues of Practical Use of Short-Range Radar Systems Based on Ultra-Short Pulses with Low Power Consumption. *Journal of Radio Electronics*. 2012;1:2. (in Russ.)
19. *Electromagnetic compatibility of technical equipment. Short range devices operating on frequencies between 3 kHz and 400 GHz. Requirements and test methods*. Moscow: Izdatelstvo standartov Publ.; 2002. 23 p. (in Russ.)
20. Kharmut Kh. *Theory of Sequential Analysis: Fundamentals and Applications*. Moscow: Mir Publ.; 1980. 574 p. (in Russ.)
21. Agievich S.N., Dvornikov S.V., Guselnikov A.S. Signal Description in Basis of Vilenkin-Chrestenson Spline-Function. *Kontrol'. Diagnostika (Testing. Diagnostics)*. 2009;3:52–57. (in Russ.)
22. Taylor J.D. *Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems*. Boca Raton etc.: CRC Press; 1995.
23. Ross G.F. *Transmission and Reception System for Generation and Receiving Base Band Duration Pulse Signals without Distortion for Short Base Band Pulse Communication System*. Patent US, no. 3728632, 12.03.1971.
24. Varakin L.E. *Theory of Complex Signals*. Moscow: Sovetskoye radio Publ.; 1970. 166 p. (in Russ.)
25. Barrett T.W. History of UltraWideBand (UWB) Radar & Communications: Pioneers and Innovators. *Progress In Electromagnetics Symposium 2000 (PIERS2000)*, Cambridge, MA, July, 2000.
26. Dvornikov S.V., Saukov A.M. Modification of time-frequency descriptions of non-stationary processes Based on Exponential and Power functions. *Nauchnoe Priborostroenie (Scientific Instrumentation)*. 2004;14(3):76–85. (in Russ.)
27. Dvornikov S.V. HF Signal Detection Method Based On the Two-Phase Decision Making Algorithm. *Nauchnoe Priborostroenie (Scientific Instrumentation)*. 2005;15(3):114–119. (in Russ.)
28. Klovskiy D.D. *Discrete Messaging Over the Air*. Moscow: Radio i svyaz Publ.; 1982. 304 p. (in Russ.)
29. Stein J.Y. *Digital Signal Processing: A Computer Science Perspective*. New York: John Wiley & Sons; 2000. 880 p.
30. Samoylenko D.V., Finko O.A., Ereemeev M.A. Distributed Processing and Data Protection in the Group of Complexes with Unmanned Aerial Vehicles. *Radio Communication Theory and Technology*. 2017;4:93–100. (in Russ.)

31. Volovach V.I., Anfalov K.V. Evaluation Efficiency Serial Input in Synchronism Constituents Sequence at Service Data Transmission. *Electrotechnical Systems and Complexes*. 2016;12(1):75–83. (in Russ.)
32. Fan C., Yuan X., Zhang Y.J. Scalable Uplink Signal Detection in C-RANs via Randomized Gaussian Message Passing. *IEEE Transaction on Wireless Communications*. 2017;16(8):5187–5200. DOI:10.1109/TWC.2017.2706680
33. Moretti M., Abrardo A., Belleschi M. On the Convergence and Optimality of Reweighted Message Passing for Channel Assignment Problems. *IEEE Signal Processing Letters*. 2014;21(11):1428–1432. DOI:10.1109/LSP.2014.2337951
34. Shi Y., Zhang J., O'Donoghue B., Letaief K.B. Large-Scale Convex Optimization for Dense Wireless Cooperative Networks. *IEEE Transactions Signal Processing*. 2015;63(18):4729–4743. DOI:10.1109/TSP.2015.2443731
35. Su Q., Wu Y.-C. On Convergence Conditions of Gaussian Belief Propagation. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2015;63(5):1144–1155. DOI:10.1109/TSP.2015.2389755
36. Bates D.S. Maximum Likelihood Estimation of Latent Affine Processes. *Review of Financial Studies*. 2006;19(3):909–965. DOI:10.1093/rfs/hhj022
37. Susko E. Large Sample Approximations of Probabilities of Correct Evolutionary Tree Estimation and Biases of Maximum Likelihood Estimation. *Statistical Applications in Genetics and Molecular Biology*. 2011;10(1). DOI:10.2202/1544-6115.1626
38. Rossetto V., Margerin L., Plane's T., Larose E. Locating a weak change using diffuse waves: Theoretical approach and inversion procedure. *Journal of Applied Physics*. 2011;109(3). DOI:10.1063/1.3544503
39. Rublev V.S., Yusufov M.T. Development of the First Part of the Automated System for Teaching Computational Complexity of Algorithms Course. *Modern Information Technology and IT-education*. 2017;13(2):170–178. DOI:10.25559/SITITO.2017.2.237 (in Russ.)
40. Fin'ko O.A. Large systems of Boolean functions: Realization by modular arithmetic methods. *Automation and Remote Control*. 2004;65(6):871–892. DOI:10.1023/B:AURC.0000030901.74901.44
41. Dvornikov S.V., Supyan A.Yu., Rakitsky D.S., Rovchak A.Yu. The Automatic Signal Detection Method on Basis of Spectrum Characters Multiplication. *Kontrol'. Diagnostika (Testing. Diagnostics)*. 2009;10:36–41 (in Russ.)
42. Alekseev A.A., Aladinskii V.A., Zheleznyak V.K., Komarov V.F., Dvornikov S.V. Time-frequency processing of acoustic signals Applied to reverberation parameters measurement. *Nauchnoe Priborostroenie (Scientific Instrumentation)*. 2001;11(1):65–76.

Сведения об авторах:

БОРИСОВ
Владимир Викторович

инженер лаборатории кафедры радиосвязи Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного, control_group@list.ru
 <https://orcid.org/0000-0002-4613-8481>

ДВОРНИКОВ
Сергей Викторович

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, practicdsy@yandex.ru
 <https://orcid.org/0000-0001-6680-7550>

ПШЕНИЧНИКОВ
Александр Викторович

доктор технических наук, доцент, заместитель начальника кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, siracooz77@mail.ru
 <https://orcid.org/0000-0001-5063-3314>

СЕМИСОШЕНКО
Михаил Александрович

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, semisoshenko_ma@mail.ru
 <https://orcid.org/0000-0002-7543-0756>

Моделирование амплитудной характеристики радиотракта с кодовым разделением каналов

В.Э. Гуревич¹, С.Г. Егоров^{1*} 

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

*Адрес для переписки: sgegrov@gmail.com

Информация о статье

Поступила в редакцию 18.03.2020

Принята к публикации 25.05.2020

Ссылка для цитирования: Гуревич В.Э., Егоров С.Г. Моделирование амплитудной характеристики радиотракта с кодовым разделением каналов // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 2. С. 30–38. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-30-38

Аннотация: В системах радиодоступа CDMA амплитудные искажения в нелинейном усилителе (НУ) группового сигнала приводят к битовым ошибкам на выходах абонентских каналов. Для оценки допустимых пределов искажений и их влияния на качество передачи абонентских сигналов необходимы электронная модель амплитудной характеристики (АХ) и аналитические соотношения, связывающие вероятность ошибки при регистрации выходного сигнала канала связи с нелинейностью АХ НУ и другими дестабилизирующими факторами. В статье сопоставляются альтернативные математические модели АХ НУ. В отличие от традиционных методов анализа, обычно ограничивающихся выбором моделей с фиксированными параметрами, рассмотрен способ вариативного определения параметров АХ. Результаты: приводится сравнение известных способов аппроксимации АХ широкополосных нелинейных усилителей мощности радиосигналов, предложен алгоритм подбора параметров модели для систем CDMA с КАМ с помощью модели Раппа.

Ключевые слова: кодовое разделение каналов, CDMA, квадратурно-амплитудная модуляция, групповой сигнал, радиотракт, нелинейные искажения, амплитудная характеристика, усилитель мощности.

Введение

Многоканальные системы радиодоступа с кодовым разделением каналов и прямым расширением спектра (DS-CDMA, от англ. Direct-Sequence Code Division Multiple Access), обладающие, как известно, высокой помехоустойчивостью, часто строятся на основе функций Уолша и квадратурно-амплитудной модуляции (КАМ). Возможная структурная

схема такой системы в самых общих чертах показана на рисунке 1, где Мп, Дмп – мультиплексоры и демультиплексоры канальных сигналов; Мод, Дем – модуляторы и демодуляторы; ГФУ – генераторы функций Уолша; ФВ – фазовращатели; Г – генератор колебаний несущей частоты ω ; НУРС, НУВС – нелинейные усилители радиосигнала и видеосигналов соответственно.

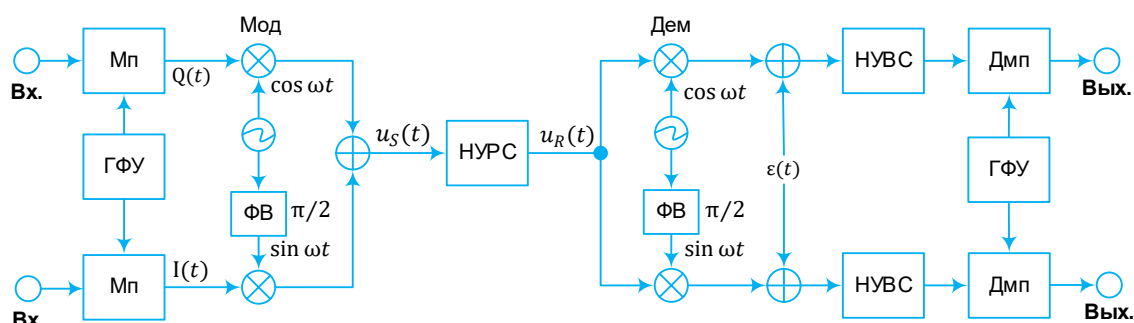


Рис. 1. Структурная схема системы DS-CDMA

Fig. 1. Block diagram of a DS-CDMA System

Потенциальные свойства теоретически идеальной системы CDMA на практике не реализуются полностью. Одна из причин уменьшения помехо-

устойчивости состоит в нелинейности амплитудных характеристик (АХ) усилителей в видеотрактах и радиотракте системы. Воздействие нелинейных ис-

кажений, возникающих в видеотрактах, на ухудшение помехоустойчивости системы, исследуется в работе [1], а искажений, возникающих в радиотракте, – в работе [2].

Для количественной оценки этого ухудшения необходимы математические модели АХ, соответствующие физическим свойствам и параметрам нелинейных усилителей радиосигналов (НУРС) и видеосигналов (НУВС). Эти свойства определяются, в основном, диапазоном частот, типом используемых электронных приборов, элементной базой аппаратуры.

Основная цель настоящей работы – двоякая. Во-первых, это обзор известных математических моделей АХ и выбор модели, удобной для аналитических расчетов. Во-вторых, это изложение методики «привязки» параметров модели к результатам экспериментального исследования конкретного нелинейного устройства (НУ) проектируемой системы радиодоступа и исследование влияния параметров АХ на вероятность ошибок в системе CDMA.

Модель АХ должна удовлетворять следующим основным требованиям:

- адекватность теоретической модели характеристикам практически реализуемых устройств и по возможности простая аналитическая связь между параметрами модели и реального НУ;
- удобство применения модели с вычислительной точки зрения: приемлемая скорость выполнения системных расчетов, отсутствие необходимости громоздких вычислений.
- возможность учета, с помощью модели, влияния различных дестабилизирующих факторов: старения аппаратуры, вариаций температуры окружающей среды и т. п.;
- возможность анализа обратной АХ (что требуется при необходимости расчета предвысказаний, например);
- возможность учета амплитудно-фазовой конверсии при оценке реальной помехоустойчивости.

В системах абонентского радиодоступа применяются усилители двух конкурирующих типов:

1) вакуумные усилители на лампах бегущей волны (TWTA, *от англ.* Travelling Wave Tube Amplifier);

2) твердотельные усилители на полевых транзисторах (SSPA, *от англ.* Solid State Power Amplifier), например, на основе арсенида галлия GaAs или нитрида галлия GaN.

Нелинейные искажения имеют место в усилителях обоих типов. Для описания амплитудных и фазоамплитудных характеристик (ФАХ) НУ, определяющих, соответственно, зависимости $G(A)$ и $\Phi(A)$ амплитуды G и фазы Φ выходного сигнала усилителя от амплитуды A входного сигнала, в литературе [3–5] предлагается широкий класс математических или физических моделей.

1. Физические (имитационные).

2. Математические:

2.1. Безынерционные:

2.1.1. Модели Салеха, Раппа, Горбани, Канна, кусочно-линейные и др.;

2.1.2. Табличные (LUT-LookUpTable);

2.1.3. На основе полиномов.

2.2. Инерционные:

2.2.1. На основе рядов Вольтерра (модификации);

2.2.2. Модель Хаммерстайна-Винера;

2.2.3. На основе алгебраических полиномов (обобщенных, ортогональных и их модификаций).

Рассмотрим некоторые из них более подробно.

Ограничитель с кусочно-линейной характеристикой

Кусочно-линейная аппроксимация, предложенная М.В. Шулейкиным и развитая в трудах А.И. Берга, А.Л. Минца и др., широко используется в отечественной научной литературе [6, 7 и др.]. Частный случай такой аппроксимации – двустороннее нелинейное преобразование амплитуды A в жестком ограничителе с коэффициентом усиления k и пороговым уровнем kA_0 :

$$G(A) = \begin{cases} kA, & |A| < A_0, \\ A_0 \text{sign}(A), & |A| \geq A_0. \end{cases} \quad (1)$$

$$\Phi(A) \equiv 0. \quad (2)$$

Такая модель достаточно точно описывает поведение НУ при работе в точках вблизи излома АХ. При работе на других участках реальной АХ применение формул типа (1) может привести к уменьшению адекватности модели.

Полиномиальная модель

Эффективность полиномиальной аппроксимации для решения задач идентификации показана в [8]. Полиномы степеней P и Q , аппроксимирующие АХ и ФАХ соответственно, имеют вид:

$$G(A) = \sum_{p=0}^P a_p A^p = a_0 + a_1 A + a_2 A^2 + \dots + a_P A^P, \quad (3)$$

$$\Phi(A) = \sum_{q=0}^Q b_q A^q = b_0 + b_1 A + b_2 A^2 + \dots + b_Q A^Q. \quad (4)$$

Реальная АХ может быть хорошо аппроксимирована полиномом в пределах начального участка кривой, если он близок к линейному, причем коэффициенты полинома определяются весьма просто. Такая аппроксимация при расчете помех на выходе НУ приводит к простым аналитическим выражениям [3, 9]. Однако за пределами линейного участка полином $G(A)$ плохо совпадает с реальной АХ [3, 7]. Поэтому исследование сигналов, для которых характерен высокий пик-фактор, в частности, групповых сигналов систем CDMA с КАМ, с помощью полиномов (3, 4) нецелесообразно.

Модели Раппа и Канна

Согласно модели Раппа [10]:

$$G(A) = \frac{k|A|\text{sign}A}{\left(1 + \left(\frac{k|A|}{s}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}}, \quad (5)$$

$$\Phi(A) \equiv 0, \quad (6)$$

где s – точка перехода выходного сигнала из режима насыщения в режим ограничения выходного сигнала; p – коэффициент, определяющий степень нелинейности АХ; k – коэффициент усиления НУ ($p > 0, k > 0, s > 0$). Методика подбора коэффициентов p, k и s по экспериментальным данным в [10] не приводится, этот вопрос рассматривается ниже отдельно.

Формулы (5, 6) известны в литературе как модель Раппа. Однако следует отдать должное и работе Дж. Канна, опубликованной на десять лет раньше. Действительно, после несложных преобразований формула (5), записанная здесь и далее только для первого квадранта АХ, приобретает вид:

$$G(A) = \frac{kA}{\left(1 + (A/s)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}} = \frac{kA}{\left[1 + (A/s)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}} \times \frac{[(s/A)^{2p}]^{\frac{1}{2p}}}{[(s/A)^{2p}]^{\frac{1}{2p}}} = \frac{ks}{\left[1 + (s/A)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}},$$

что полностью совпадает с моделью Канна [11].

Модель Хонканена – Хаггмана

Хонканен и Хаггман [12, 13] на основе своих экспериментальных исследований предложили новую модель АХ нелинейных усилителей, построенных на биполярных транзисторах. В этой модели (кривая X-X на рисунке 2) выделены четыре характерных участка. Начальный участок, экспоненциальный, обусловлен нелинейностью эмиттерно-базового перехода входного каскада НУ. Если в НУ предусмотрена отрицательная обратная связь, при увеличении входного напряжения экспоненциальный участок переходит в линейный. Поскольку усиление и максимальное выходное напряжение ограничены конечной мощностью источника питания, при определенном уровне входного сигнала начинается насыщение НУ. Переход от насыщения к ограничению происходит плавно, и модель X-X на этих участках практически совпадает с моделью Раппа (кривая P на рисунке 2). Таким образом, модель X-X можно рассматривать как уточнение и обобщение модели Раппа.

Аналитически модель X-X можно выразить двумя функциями. Вспомогательная функция $G_{эл}(|A|)$ описывает АХ на экспоненциальном и линейном участках, то есть в области сравнительно малых входных сигналов НУ, и имеет вид:

$$G_{эл}(|A|) = \begin{cases} e^{k_э A_{см}}(e^{k_э A} - 1), & A \leq A_{пер} - A_{см}; \\ k_л(A + A_{см} - A_{пер}) + e^{k_э A_{пер}} - e^{k_э A_{см}}, & A > A_{пер} - A_{см}. \end{cases} \quad (7)$$

плавный переход одного участка в другой происходит при входном сигнале:

$$A_{пер} = \frac{1}{k_э} \ln \frac{k_э}{k_л}.$$

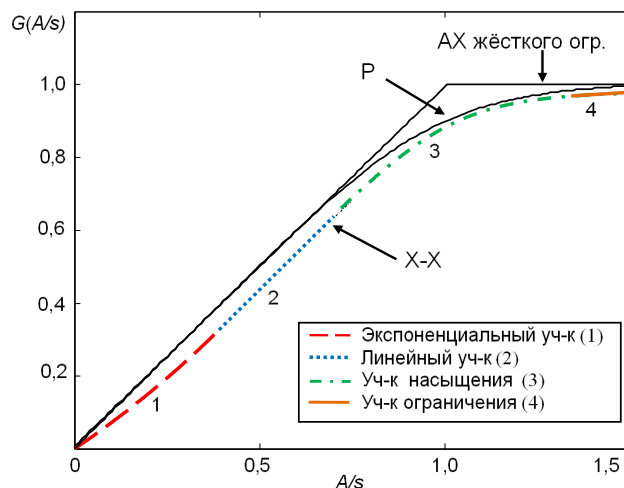


Рис. 2. Модели АХ: жесткий ограничитель, модель Раппа (P), модель Хонканена – Хаггмана (X-X)

Fig. 2. AM Models: limiter, Rapp Model (P), Honkanen – Haggman Model (X-X)

Основная функция $G(|A|)$ охватывает совокупно все участки:

$$G(A) = \frac{\text{sign}(A)G_{эл}(|A|)}{\left[1 + \left(\frac{G_{эл}(|A|)}{s}\right)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}} \text{th}(|A|)^{\frac{1}{c}}. \quad (8)$$

График, поясняющий физический смысл параметров выражений (7, 8), представлен на рисунке 3.

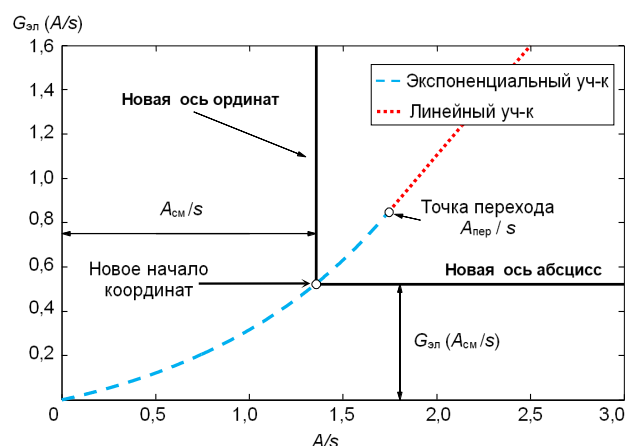


Рис. 3. Формирование модели Хонканена – Хаггмана

Fig. 3. Notes on Honkanen – Haggman Model

По первоначальным координатным осям отложены нормированные значения амплитуд входного и выходного сигнала НУ. Для исключения из

рассмотрения некоторой части экспоненциального участка, в которой слабый входной сигнал НУ подавляется шумом, начало координат смещается по горизонтали в точку $A_{см}$, $G(A_{см}/s)$. Чем больше выбранная величина $A_{см}$, тем больше линейность АХ.

Размерные коэффициенты $k_э$ и $k_л$ в формулах (7) определяют крутизну кривой соответственно на экспоненциальном и линейном участке, s – порог ограничения выходного сигнала, p – параметр сглаживания, определяющий плавность перехода от линейного участка к участку насыщения, а коэффициент, определяющий в (8) скорость нарастания множителя $th(|A|)$ от нуля до единицы, обозначен как c ($s > 0, p > 0, c > 0$).

Кроме АХ, в работах [12, 13] исследуются ФАХ и вопросы преобразования частотных спектров сигналов в НУ. Следует отметить, что модель Х-Х из-за своей сложности и большого количества определяющих параметров не очень удобна для теоретических и практических исследований.

Модель Салеха

Аппроксимационная модель реальной АХ усилителя TWTA разработана А. Салехом [14]. Свойства НУ в этой модели также задаются двумя характеристиками – амплитудной и фазоамплитудной:

$$G(A) = \frac{a_0 A}{1 + a_1 A^2}, \quad (9)$$

$$\Phi(A) = \frac{b_0 A^2}{1 + b_1 A^2}. \quad (10)$$

где a_0, a_1 – амплитудные; b_0, b_1 – фазовые коэффициенты модели. В точке насыщения при $A = 1$ имеем $G(A) = 0,984$ и $\Phi(A) = 0,21\pi$ радиан.

Наиболее точно (и наиболее просто) коэффициенты модели a_0, a_1, b_0, b_1 могут быть определены из экспериментально снятых характеристик НУ с помощью метода наименьших квадратов. Методика измерения коэффициентов модели также описана в [14]. Типовые значения и степень соответствия экспериментальных и расчетных характеристик нелинейных устройств для F указаны в таблице 1.

Таблица 1. Коэффициенты аппроксимации по модели Салеха
TABLE 1. Saleh Model Approximated Coefficients

F	a_0	a_1	b_0	b_1	СКО	Источник
$G(A)$	1,9638	0,9945	–	–	0,012	[14]
$\Phi(A)$	–	–	2,5293	2,8168	0,478	
$G(A)$	1,6623	0,0552	–	–	0,041	[14]
$\Phi(A)$	–	–	0,1533	0,3456	0,508	
$G(A)$	2,1587	1,1517	–	–	0,010	[4], [17]
$\Phi(A)$	–	–	4,0033	9,1040	0,469	

Аппроксимационная характеристика Салеха рекомендована рабочей группой беспроводного широкополосного доступа IEEE 802.16 в качестве стандартной модели НУ. Данная модель удобна для НУ на основе ламп бегущей волны, но для других устройств, в частности, твердотельных усилителей мощности, точность аппроксимации оказывается недостаточной [15, 16].

Модель Горбани

В работе [17] для аппроксимации АХ и ФАХ твердотельных усилителей мощности предлагаются модельные представления вида:

$$G(A) = a_3 A + \frac{a_0 A^{a_1}}{1 + a_2 A^{a_1}}, \quad (11)$$

$$\Phi(A) = b_3 A + \frac{b_0 A^{b_1}}{1 + b_2 A^{b_1}}, \quad (12)$$

где a_0, a_1, a_2, a_3 – амплитудные; b_0, b_1, b_2, b_3 – фазовые коэффициенты модели.

Эта модель применима при анализе устройств с входными каскадами на полевых транзисторах, а также для исследования нелинейных искажений при малых уровнях огибающей сигнала на входе НУ.

Модель Уайта

Для аппроксимации реальных амплитудных характеристик твердотельных усилителей мощности, работающих в Ка-диапазоне (26–40 ГГц), Дж. Уайтом предложена модель [18], согласно которой представления АХ и ФАХ имеют вид, соответственно:

$$G(A) = a_0(1 - e^{-a_1 A}) + a_2 A e^{-a_3 A^2}, \quad (13)$$

$$\Phi(A) = \begin{cases} b_0(1 - e^{-b_1(A-b_2)}), & A \geq b_2, \\ 0, & A < b_2, \end{cases} \quad (14)$$

где коэффициенты, описывающие амплитудную характеристику: a_0 – уровень порогового ограничения амплитуды входного сигнала; a_1 – коэффициент усиления на линейном участке АХ; a_2, a_3 – дополнительные коэффициенты для более точной аппроксимации на нелинейном участке. ФАХ нелинейного усилителя описывается тремя коэффициентами b_0, b_1 и b_2 , определяющими крутизну характеристики.

Нелинейные АХ и ФАХ, соответствующие рассмотренным моделям (1–14), показаны на рисунке 4. Как видно из этих рисунков, АХ (11) по сравнению с (1, 3, 5, 8, 9, 13) имеет меньшее скругление в области ограничения и ближе к экспоненте в области малых амплитуд входного сигнала. В отличие от модели Салеха с фазовыми искажениями, линейно возрастающими с увеличением амплитуды входного сигнала, в модели Горбани искажения фазы на выходе НУ подчиняются логарифмическому закону, а это значит, что фазовый сдвиг практически посто-

янен при амплитуде входного сигнала вблизи уровня ограничения.

В качестве примера на рисунке 5 показаны сигнальные созвездия системы с КАМ 16 при АХ и ФАХ

(5–14). Номинальные сигнальные точки u_s на входе НУ отмечены маркерами «+», а точки u_R на выходе НУ, смещенные из-за искажений, – маркерами «•».

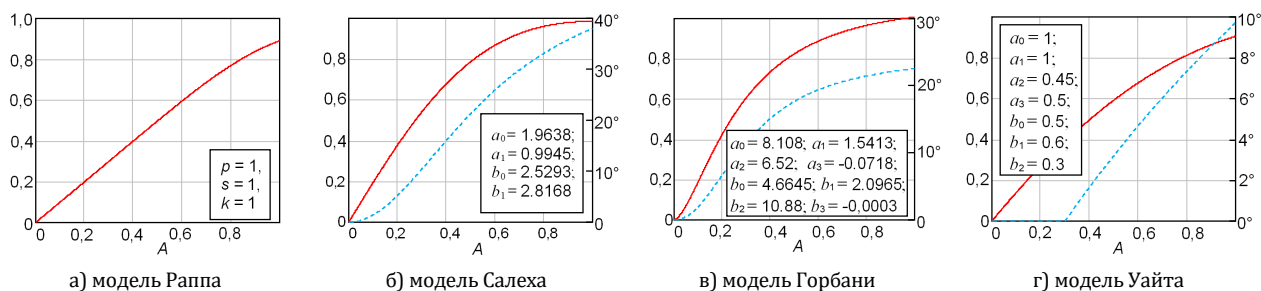


Рис. 4. АХ (—) и ФАХ (---) моделей НУ

Fig. 4. AM-AM (—) and AM-PM (---) Characteristics of NA Models

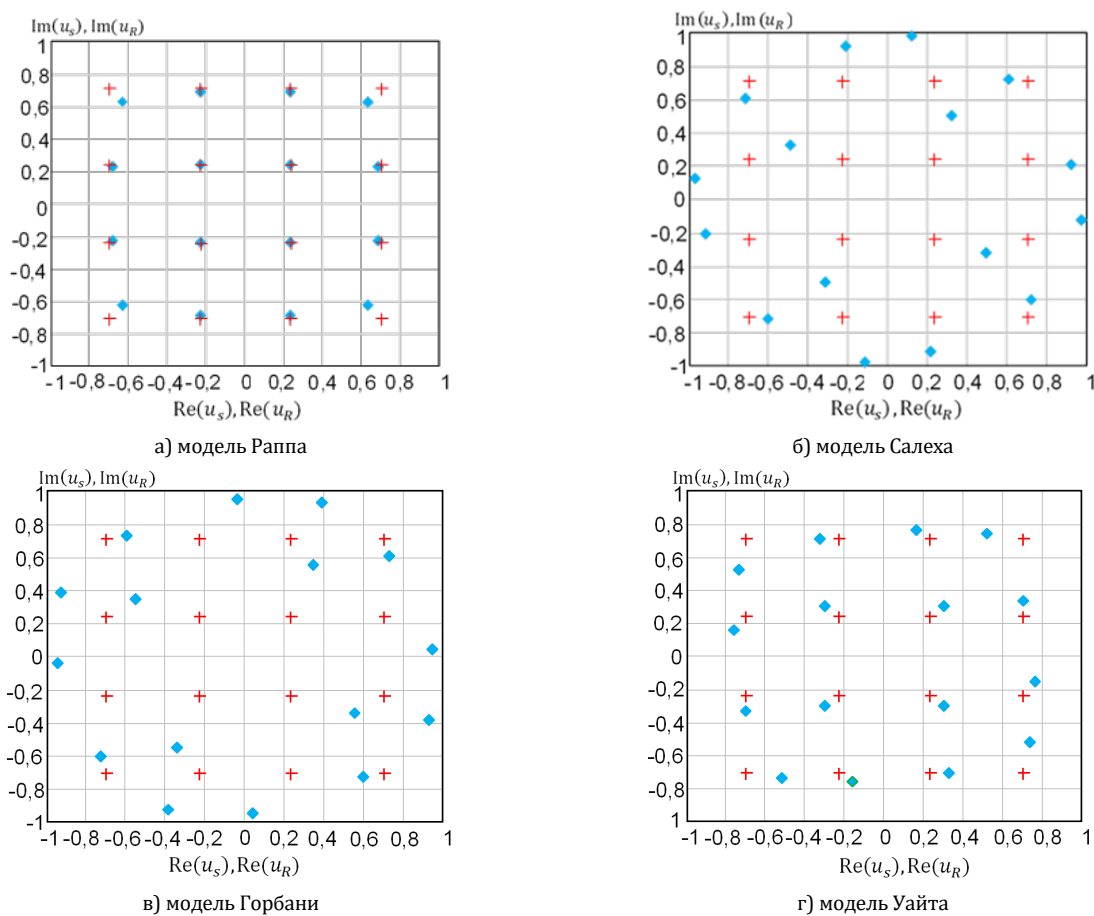


Рис. 5. Сигнальные созвездия КАМ-16: маркеры «+» обозначают сигналы на входе, маркеры «•» – сигналы на выходе НУ

Fig. 5. Signal Constellations QAM-16 Markers «+» Indicate Signals at the NA Input, Markers «•» – Signals at the Output of NA

Недостатком всех рассмотренных моделей является то, что авторы, за исключением Салеха, не дают методики подбора их параметров. Это затрудняет использование моделей: поскольку они не являются линейно-параметрическими, оценка и верификация параметров могут быть весьма трудоемкими. Ниже в качестве примера предлагается методика выбора коэффициентов модели Раппа (5).

Выбор параметров модели Раппа

Пусть имеется экспериментально полученный набор данных, содержащий m пар $x_i, y_i = y(x_i)$, $i = 1, 2 \dots m$, значений входных и выходных сигналов НУ. Найдем параметры $k = k_0, s = s_0, p = p_0$, обеспечивающие наилучшее среднеквадратичное приближение экспериментальной кривой $y_i(x_i)$ к функции Раппа $G(A)$ типа (5). Для этого применим метод наименьших квадратов [19].

Отклонение экспериментальной кривой в точке x_i, y_i от функции $G(A)$, если для удобства заменить обозначение переменной A на x , имеет вид:

$$\delta_i = \delta(x_i, y_i) = G(x_i/k, p, s) - y_i,$$

а подлежащая минимизации сумма квадратов этих отклонений:

$$W = \sum_{i=1}^m \delta_i^2 = \sum_{i=1}^m [G(x_i/k, p, s) - y_i]^2,$$

где, согласно (5),

$$G(x_i/k, p, s) = k x_i \left[1 + \left(\frac{k x_i}{s} \right)^{2p} \right]^{-\frac{1}{2p}}.$$

Приравнявая к нулю производные от W по функции $G(x/k, p, s)$, зависящей, в свою очередь, от k, p, s , можно написать:

$$\begin{aligned} 2 \sum_{i=1}^m \left[G(x_i/k, p, s) \frac{\partial G(x_i/k, p, s)}{\partial k} - y_i \right] &= 0, \\ 2 \sum_{i=1}^m \left[G(x_i/k, p, s) \frac{\partial G(x_i/k, p, s)}{\partial p} - y_i \right] &= 0, \\ 2 \sum_{i=1}^m \left[G(x_i/k, p, s) \frac{\partial G(x_i/k, p, s)}{\partial s} - y_i \right] &= 0. \end{aligned} \quad (15)$$

Соответствующие частные производные в (15) равны:

$$\begin{aligned} \frac{\partial G(x_i/k, p, s)}{\partial k} &= \frac{x_i}{[1 + z^{2p}]^{\frac{2p+1}{2p}}}, \\ \frac{\partial G(x_i/k, p, s)}{\partial p} &= \\ &= k x_i \frac{(1 + z^{2p}) \ln[1 + z^{2p}] - z^{2p} \ln z^{2p}}{2p^2 [1 + z^{2p}]^{\frac{2p+1}{2p}}}, \\ \frac{\partial G(x_i/k, p, s)}{\partial s} &= \frac{z^{2p+1}}{[1 + z^{2p}]^{\frac{2p+1}{2p}}}. \end{aligned} \quad (16)$$

Для сокращения записи в формулах (16) введено обозначение $z = kx_i/s$.

Решение системы нелинейных уравнений (15) с учетом (16) позволяет найти значения параметров k, p, s , обеспечивающие наибольшее, по выбранному критерию, соответствие набора экспериментальных данных теоретической модели (5). Это, в свою очередь, позволяет с помощью методики, изложенной в работах [1, 2], оценить влияние нелинейности АХ реального НУ на помехоустойчивость системы радиодоступа.

Рассмотрим численный пример. Пусть экспериментально получены m пар значений x_i, y_i (таблица 2) и требуется подобрать параметры модели (5).

ТАБЛИЦА 2. Экспериментально полученные значения АХ

TABLE 2. Measured Values of the NA AM-AM Characteristic

i	1	2	3	4	5
x_i	0,25	0,75	1,25	1,75	2,25
y_i	0,28	0,57	0,68	0,74	0,79

Применим метод наименьших квадратов, для чего введем обозначения:

$$\nabla F = \begin{bmatrix} \frac{\partial G(x_i/k, p, s)}{\partial k} \\ \frac{\partial G(x_i/k, p, s)}{\partial p} \\ \frac{\partial G(x_i/k, p, s)}{\partial s} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y_i - G(x_i/k, p, s) \\ y_i - G(x_i/k, p, s) \\ y_i - G(x_i/k, p, s) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{d}_0 = \begin{bmatrix} k_0 \\ p_0 \\ s_0 \end{bmatrix}.$$

Блок-схема алгоритма решения показана на рисунке 6. Каждая итерация состоит из следующих шагов:

- определяется вектор $\mathbf{d}$ коэффициентов аппроксимирующей функции;
- рассчитываются матрицы ∇F и $\mathbf{Y}$, с помощью которых определяется поправочный вектор $\Delta \mathbf{d}$.

К вектору $\mathbf{d}$ прибавляется поправочный вектор $\Delta \mathbf{d}$.

Если элементы поправочного вектора больше некоторой заданной погрешности λ , производится переход к следующей итерации.

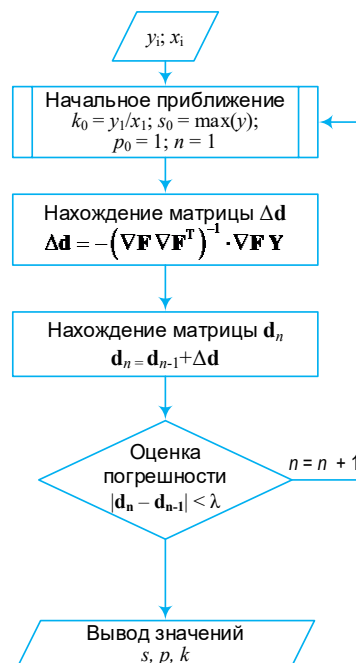


Рис. 6. Блок-схема алгоритма выбора параметров модели

Fig. 6. The Block Diagram of the Algorithm for Selecting Model Parameters

Начальные приближения параметров k, s и p можно принять равными:

$$k_0 = y_1/x_1, \quad s_0 = \max(y), \quad p_0 = 1.$$

Расчеты показывают, что после второй итерации $k = 1,19$, $s = 0,976$, $p = 1,367$, а после десяти итераций $k = 1,37$, $s = 0,904$, $p = 0,65$, и с каждой следующей итерацией погрешность не увеличивается; значит, k и p почти не меняются, и модель соответствует исходным данным с погрешностью:

$$\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \frac{|G(x_i, k, s, p) - y_i|}{|G(x_i, k, s, p)|} \cdot 100\% = 0,107\%.$$

Для других аппроксимационных моделей подбор коэффициентов, при известных функциях типа (16), может быть выполнен таким же образом.

Представленные результаты могут быть использованы в процессе проектирования, моделирования и частотно-территориального планирования систем DS-CDMA с КАМ следующим образом. В такой системе (см. рисунок 1) цифровой сигнал каждого абонента модулирует свою кодовую последовательность Уолша. Амплитуды отдельных чипов группового видеосигнала в независимых друг от друга синфазной и квадратурной определяются как:

$$I(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n(t)w_n(t), \quad Q(t) = \sum_{n=0}^{N-1} b_n(t)w_n(t),$$

где n – номер канала; $a_n(t)$ и $b_n(t)$ – абонентские информационные символы «1» и «-1»; $w_n(t)$ – канальный переносчик n -го канала; N – базис ортогональной системы Уолша. Составляющие $I(t)$ и $Q(t)$ представляют собой многоуровневые прямоугольные видеоимпульсы (чипы). Если абонентские сигналы независимы между собой, амплитуды чипов распределены по биномиальному закону.

Групповой радиосигнал на входе НУРС образован суммой составляющих $I(t)$ и $Q(t)$:

$$x(t) = I(t)\sin\omega t + Q(t)\cos\omega t = A(t)\cos(\omega t - \phi(t)),$$

огibaющая и текущая фаза этого сигнала:

$$A(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)},$$

$$\phi(t) = \arctg[Q(t)/I(t)],$$

Амплитуда A огибающей радиосигнала также распределена дискретно. Выходной сигнал НУРС:

$$y(t) = G[A(t)]\cos[\omega t - \phi(t)].$$

Зная плотность вероятностей амплитуды входного сигнала НУ, можно, с учетом избранной модели АХ, перейти к плотности распределения амплитуды $G(A)$ выходного сигнала и его квадратурных составляющих.

Далее при анализе результирующей помехоустойчивости абонентских каналов известными методами статистической радиотехники необходимо учесть наличие аддитивных помех и свойства НУ видеосигналов (НУВС на рисунке 1). Такая задача (с помощью модели Раппа) решается в работах [1, 2].

Заключение

Подводя краткие итоги, можно дать следующие рекомендации по выбору модели АХ радиотракта в теоретических расчетах.

При анализе помехоустойчивости цифровых систем с кодовым разделением каналов целесообразно использовать модель Раппа [5], обеспечивающую как достаточное соответствие теории физическим свойствам реальных НУ, так и сравнительную простоту аналитических или компьютерных расчетов. Методика анализа и «привязки» электронной модели к практике изложена выше.

Игнорирование зоны насыщения в некоторых моделях, например, таких, как (1), может повлиять на точность расчетов и привести к ошибочной оценке допустимой нижней границы отношения сигнал/нелинейная помеха.

При необходимости более точной оценки нелинейных искажений, возникающих в НУ, возможно применение более сложной модели АХ – модели Хонканена – Хагмана [7].

Список используемых источников

1. Гуревич В. Э., Егоров С. Г. Нелинейные искажения группового сигнала в радиосистеме абонентского доступа // Информационные технологии. 2012. Т. 10. № 3. С. 79–82.
2. Гуревич В. Э., Егоров С. Г. Исследование нелинейных искажений радиосигнала в системе CDMA с квадратурно-амплитудной модуляцией // Информационно-управляющие системы. 2015. № 5(78). С. 106–115. DOI:10.15217/issn1684-8853.2015.5.106
3. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь: пер. с англ. М.: Связь, 1979. 592 с.
4. Jeruchim M.C., Balaban P., Shanmugan K.S. Simulation of Communication Systems. Modeling, Methodology and Techniques. New York: Kluwer academic, 2002. 907 p.
5. Minkoff J. The Role of AM-to-PM Conversion in Memoryless Nonlinear Systems // IEEE Transactions on Communications. 1985. Vol. 33. Iss. 2. PP. 139–144. DOI:10.1109/TCOM.1985.1096262
6. Евтянов С.И. Радиопередающие устройства. М.: Связьиздат, 1950. 643 с.
7. Бруевич А.Н., Евтянов С.И. Аппроксимация нелинейных характеристик и спектры при гармоническом воздействии. М.: Советское Радио, 1965. 344 с.
8. Voros J. Modeling and identification of Wiener systems with two-segment nonlinearities // IEEE Transactions on Control Systems Technology. 2003. Vol. 11. Iss. 2. PP. 253–257. DOI:10.1109/TCST.2003.809238
9. Gerakoulis D., Geraniotis E. CDMA: Access and Switching for Terrestrial and Satellite Networks. Chichester: John Wiley & Sons, 2001. 280 p. DOI:10.1002/0470841699.fmatter_indsub

10. Rapp C. Effects of HPA-Nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-Signal for a Digital Sound Broadcasting System // Proceeding of the Second European Conference on Satellite Communications (ECSC-2, Liege, Belgium, 22–24 October 1991). Paris: ESA, 1991. PP. 179–184.
11. Cann A.J. Nonlinearity Model with Variable Knee Sharpness // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1980. Vol. AES-16. Iss. 6. PP. 874–877. DOI:10.1109/TAES.1980.309016
12. Honkanen M., Pollanen O., Tanskanen J., Jarvinen E., Haggman S.-G. Comparison of measured and simulated $\pi/4$ -DQPSK adjacent channel power using a functional high power amplifier model // Proceeding of the 48-th Vehicular Technology Conference. Pathway to Global Wireless Revolution (VTC 98, Ottawa, Canada, 21 May 1998). IEEE, 1998. Vol. 3. PP. 2459–2463. DOI:10.1109/VETEC.1998.686201
13. Honkanen M., Haggman S.-G. New aspects on nonlinear power amplifier modeling in radio communication system simulations // Proceedings of 8th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC '97, Helsinki, Finland, 1–4 September 1997). IEEE, 1997. Vol. 3. PP. 844–848. DOI:10.1109/PIMRC.1997.627005
14. Saleh A.A.M. Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers // IEEE Transactions on Communications. 1981. Vol. 29. Iss. 11. PP. 1715–1720. DOI:10.1109/TCOM.1981.1094911
15. Falconer D., Kolze T., Leiba Y. Proposed System Impairment Models // IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group. 2000.
16. Kaye A., George D., Eric M. Analysis and Compensation of Bandpass Nonlinearities for Communications // IEEE Transactions on Communications. 1972. Vol. 20. Iss. 5. PP. 965–972. DOI:10.1109/TCOM.1972.1091254
17. White G.P., Burr A.G., Javornik T. Modelling of nonlinear distortion in broadband fixed wireless access systems // Electronics Letters. 2003. Vol. 39. Iss. 8. PP. 686–687. DOI:10.1049/el:20030462
18. Ghorbani A., Sheikhan M. The effect of solid state power amplifiers (SSPAs) nonlinearities on MPSK and M-QAM signal transmission // Proceedings of the Sixth International Conference on Digital Processing of Signals in Communications (Loughborough, UK, 2–6 September 1991). IET, 1991. PP. 193–197.
19. Фихтенгольц Г.М. Курс дифференциального и интегрального исчисления. Том 1. М.: Наука, 1966, 608 с.

* * *

Modeling of Amplitude Characteristic in Radio Channels of Code Division Multiple Access Systems

V. Gurevich¹, S. Egorov¹ 

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

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-30-38

Received 18th March 2020

Accepted 25th May 2020

For citation: Gurevich V., Egorov S. Modeling of Amplitude Characteristic in Radio Channels of Code Division Multiple Access Systems. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(2):30–38. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-30-38

Abstract: In CDMA radio access systems, amplitude distortions in a nonlinear amplifier (NA) of a group signal lead to bit errors at the outputs of subscriber channels. To assess the permissible distortion limits and their influence on the transmission quality of subscriber signals, an electronic model of the amplitude characteristic (AC) and analytical relations are needed that relate the probability of an error when registering the output signal of the communication channel with the nonlinearity of the AC NA and other destabilizing factors. The article compares alternative mathematical models of AC NA. In contrast to traditional methods of analysis, usually limited to the choice of models with fixed parameters, a method for variably determining the parameters of AC is considered. The results are: a comparison of known methods for approximating the AC of broadband nonlinear power amplifiers of radio signals is given, an algorithm for selecting model parameters for CDMA systems with QAM using the Rapp model is proposed.

Keywords: code division multiplexing, CDMA, quadrature amplitude modulation, group signal, radio path, nonlinear distortion, amplitude characteristic, power amplifier.

References

1. Gurevich V. E., Egorov S. G. Nonlinear distortions of multiplexed signal in wireless local loop system. *Infokommunikacionnye tehnologii*. 2012;10(3):79–82 (In Russ.)
2. Gurevich V. E., Egorov S. G. Performance Analysis of Nonlinear Distortions of RF Signal in Wireless CDMA with Quadrature Amplitude Modulation. *Information and Control Systems*. 2015;5(78):106–115 (In Russ.) DOI:10.15217/issn1684-8853.2015.5.106
3. Spilker J. J. Jr. *Digital Communications by Satellite*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall; 1977. 685 p.
4. Jeruchim M. C., Balaban P., Shanmugan K. S. *Simulation of Communication Systems. Modeling, Methodology and Techniques*. New York: Kluwer academic; 2002. 907 p.
5. Minkoff J. The Role of AM-to-PM Conversion in Memoryless Nonlinear Systems. *IEEE Transactions on Communications*. 1985;33(2):139–144. DOI:10.1109/TCOM.1985.1096262
6. Evtyanov S. I. *Wireless Transmitting Devices*. Moscow: Svyazizdat Publ.; 1950. 643 p. (in Russ.)
7. Bruyevich A. N., Yevtyanov S. I. *Approximation of Nonlinear Characteristics & Spectrum of Harmonic Input Signals*. Moscow: Sovetskoye Radio Publ.; 1965. 344 p. (in Russ.)
8. Voros J. Modeling and identification of Wiener systems with two-segment nonlinearities. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 2003;11(2):253–257. DOI:10.1109/TCST.2003.809238
9. Gerakoulis D., Geraniotis E. *CDMA: Access and Switching for Terrestrial and Satellite Networks*. Chichester: John Wiley & Sons; 2001. 280 p. DOI:10.1002/0470841699.fmatter_indsub
10. Rapp C. Effects of HPA-Nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-Signal for a Digital Sound Broadcasting System. *Proceeding of the Second European Conference on Satellite Communications, ECSC-2, 22–24 October 1991, Liege, Belgium*. Paris: ESA; 1991. p.179–184.
11. Cann A. J. Nonlinearity Model with Variable Knee Sharpness. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 1980;AES-16(6):874–877. DOI:10.1109/TAES.1980.309016
12. Honkanen M., Pollanen O., Tanskanen J., Jarvinen E., Haggman S.-G. Comparison of measured and simulated $\pi/4$ -DQPSK adjacent channel power using a functional high power amplifier model. *Proceeding of the 48-th Vehicular Technology Conference. Pathway to Global Wireless Revolution, VTC 98, 21 May 1998, Ottawa, Canada*. IEEE; 1998. vol.3. p.2459–2463. DOI:10.1109/VETEC.1998.686201
13. Honkanen M., Haggman S.-G. New aspects on nonlinear power amplifier modeling in radio communication system simulations. *Proceedings of 8th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC '97, 1–4 September 1997, Helsinki, Finland*. IEEE; 1997. vol.3. p.844–848. DOI:10.1109/PIMRC.1997.627005
14. Saleh A. A. M. Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers. *IEEE Transactions on Communications*. 1981;29(11):1715–1720. DOI:10.1109/TCOM.1981.1094911
15. Falconer D., Kolze T., Leiba Y. Proposed System Impairment Models. *IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group*. 2000.
16. Kaye A., George D., Eric M. Analysis and Compensation of Bandpass Nonlinearities for Communications. *IEEE Transactions on Communications*. 1972;20(5):965–972. DOI:10.1109/TCOM.1972.1091254
17. White G. P., Burr A. G., Javornik T. Modelling of nonlinear distortion in broadband fixed wireless access systems. *Electronics Letters*. 2003;39(8):686–687. DOI:10.1049/el:20030462
18. Ghorbani A., Sheikhan M. The effect of solid state power amplifiers (SSPAs) nonlinearities on MPSK and M-QAM signal transmission. *Proceedings of the Sixth International Conference on Digital Processing of Signals in Communications, 2–6 September 1991, Loughborough, UK*. IET; 1991. p.193–197.
19. Fikhtenholz G. M. *Course of Differential and Integrational Calculus*. Moscow: Nauka Publ.; 1966. 608 p. (in Russ.)

Сведения об авторах:

ГУРЕВИЧ
Виктор Элизарович

кандидат технических наук, профессор кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, gurvic23@mail.ru

ЕГОРОВ
Станислав Геннадьевич

старший преподаватель кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, sgegorov@gmail.com
 <https://orcid.org/0000-0003-4191-0396>

Реализация канала связи с БПЛА с использованием широкополосных малоэлементных антенных решеток в качестве бортовых антенных систем

К.О. Коровин¹, С.В. Кузьмин^{1*}

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

*Адрес для переписки: konstkor@mail.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 18.05.2020

Принята к публикации 11.06.2020

Ссылка для цитирования: Коровин К.О., Кузьмин С.В. Реализация канала связи с БПЛА с использованием широкополосных малоэлементных антенных решеток в качестве бортовых антенных систем // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 2. С. 39–44. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-39-44

Аннотация: В данной работе рассматривается возможность построения канала связи большой дальности с использованием широкополосной малоэлементной цилиндрической антенной решетки на основе антенн Вивальди для диапазона 10 ГГц. Проводится сравнительный анализ выбора излучателей, оптимизация системы по соотношению числа элементов и коэффициента усиления и оценка габаритных характеристик. Показано, что использование малоэлементной цилиндрической решетки позволяет получить компактную антенную систему с коэффициентом усиления 13–16 дБ, что позволяет построить канал связи большой дальности.

Ключевые слова: БПЛА, канал связи, бортовые антенные системы.

Введение

Обеспечение надежного использования БПЛА при сложной помеховой обстановке и тяжелых внешних воздействующих факторах является актуальной задачей в связи с растущим применением подобных систем в гражданских областях и специальной технике. Для построения канала связи большой дальности необходимо использование антенн со средним или высоким коэффициентом усиления (КУ). Применение бортовых антенн с большим КУ затруднительно вследствие массогабаритных ограничений [1].

Возможность автономной работы БПЛА ограничена, поэтому требования к стабильности работы линии связи повышаются, усложняя конструкцию бортовых антенно-фидерных систем. При этом система связи рассматривается как вспомогательная по отношению к многочисленным полезным нагрузкам, что приводит к ужесточению требований к размеру и массе антенн при сохранении функциональных возможностей.

На текущем этапе развития возможности традиционных, отработанных решений, таких как штыревые или щелевые антенны, в сочетании с

объемными резонаторами имеют существенные ограничения. Для достижения современных функциональных требований необходимо использование антенных решеток в различных конфигурациях, чему способствует развитие элементной базы, которое позволяет применение цифровых диаграммообразующих схем. Развитие численных методов позволило применить численное моделирование антенн, не поддающихся аналитическому расчету.

В данной работе построение нескольких вариантов бортовой антенной системы на основе антенных решеток рассматривается с учетом характеристик наземного сегмента радиолинии. Даются рекомендации по конфигурации наземной фазированной антенной решетки.

Оценка характеристик антенной системы БПЛА

Требования к антенной системе БПЛА задаются, исходя из требований дальности радиосвязи, чувствительности приемника, мощности передатчиков наземного пункта управления (НПУ) и БПЛА и отношения сигнал-шум. Антенная система является частью канала связи НПУ и БПЛА. Под «кана-

лом» связи в БПЛА понимаются передающие и приемные устройства (передатчики и приемники) с отдельно выделенными антенными устройствами и среда распространения радиоволн.

В настоящее время в большинстве случаев для связи с БПЛА применяется диапазон 2,4 ГГц. Для увеличения рабочей полосы, а также для совмещения функционала оборудования на борту БПЛА актуальным является рассмотрение других диапазонов, например, частотного диапазона «Х», соответствующего частотам 8...12 ГГц. В данном диапазоне радиосвязь возможна, как правило, только в условиях прямой видимости [2]. В нашей работе рассмотрен случай дальности связи при максимальной высоте полета (5000 м) – 300 км, в случае применения ретранслятора – 600 км, высоты размещения антенн – от 5 до 30 м. Верхняя граница определяется конструктивными соображениями, нижняя граница может быть определена из дальности прямой видимости.

Будем полагать, что слабонаправленная антенна БПЛА будет использоваться на коротких расстояниях от НПУ и/или для передачи служебных команд и телеметрической информации с низкой скоростью передачи (60 Кбит/с), которая меньше информационной скорости (20 Мбит/с) в 333 раза или на 25 дБ, что больше, чем разница коэффициентов усиления направленной и слабонаправленной антенн БПЛА. Поэтому минимально необходимая мощность передатчика будет определяться прежде всего КУ направленной антенны БПЛА $G_{a2} = 21...23$ дБ и КУ антенны НПУ $G_{a1} = 27...30$ дБ.

Искомую требуемую мощность передатчика (в дБм) определим по формуле:

$$P_{\text{прд.тр}}[\text{дБм}] = B_{\text{рл}}[\text{дБ}] - G_{a1}[\text{дБ}] - G_{a2}[\text{дБ}] + P_{\text{рч}}[\text{дБм}].$$

Подставляя ранее найденные значения:

$$B_{\text{рл}} = 187 \text{ дБ}; G_{a2} = 21...23 \text{ дБ}; \\ G_{a1} = 27...30 \text{ дБ}; P_{\text{рч}} = -89 \text{ дБм},$$

получим: $P_{\text{прд.тр}} = 45...50$ дБм, что соответствует 15...20 дБ или 30...100 Вт. В данную мощность заложен запас на замирания (12 дБ) и на слабую чувствительность из-за большого коэффициента шума ($n_{\text{ш}} = 10$).

При использовании на БПЛА ненаправленной антенны бюджет радиосвязи сократится на 15...16 дБ (23–8...21–5 дБ). При той же мощности передатчика (30...100 Вт) и той же информационной скорости передачи (20 Мбит/с) это приведет к сокращению дальности связи с 300 до 150 км, что достаточно только для ближней зоны НПУ. При передаче служебных команд и телеметрической информации отмеченный ранее энергетический выигрыш за счет снижения скорости (25 дБ) намного превышает указанное сокращение энергетики (15...16 дБ) за счет замены направленной антенны на ненаправленную, поэтому нормальная связь с заданным ка-

чеством в этом режиме сохранится и на максимальном расстоянии (300 км).

Предпочтительной для НПУ является узкая диаграмма направленности (ДН) в азимутальной плоскости с возможностью электронного сканирования лучом, причем при максимальной дальности ширина луча задается, исходя из максимума КУ антенны, а на малых дальностях возможно искусственное уширение луча для обеспечения надежного сопровождения БПЛА. В угломестной плоскости целесообразно применение косекансной ДН, так как именно подобная ДН обеспечивает наиболее равномерную зону по дальности для всех высот без существенных провалов.

Выбор излучателей обусловлен необходимой полосой канала связи (в нашем случае более 10 %), поляризацией излучения и достаточным КУ единичного элемента ($KU = 6...8$ дБ) и будет рассмотрен ниже.

Наземный сегмент антенно-фидерных систем

Для НПУ рассматривалось использование фазированной антенной решетки из 16×8 излучателей с расстоянием между излучателями $0,5\lambda$, косинусными ДН излучателей, квазикосекансной ДН в угломестной плоскости и игольчатой ДН в азимутальной плоскости. При этом коэффициент направленного действия (КНД) антенны будет составлять 25–27 дБ. Зона действия и ДН антенны приведены на рисунке 1 и 2, соответственно.

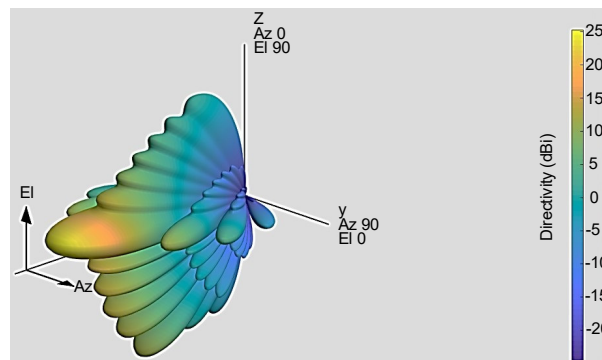


Рис. 1. Трехмерная ДН антенной решетки 16×8

Fig. 1. 3D Radiation Pattern of 16×8 Antenna Array

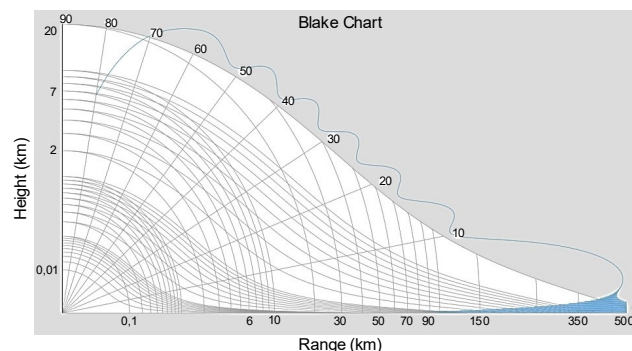


Рис. 2. Зона действия радиосвязи, угол наклона ДН 5°

Fig. 2. Range of Communication Link, Antenna Array Tilt Angle 5°

Запас по высоте используется для компенсации изрезанности ДН бортовой антенны, установленной на носителе.

Бортовой сегмент антенно-фидерных систем

В качестве бортовой слабонаправленной антенны может быть использован монополь с ДН всенаправленной в азимутальной плоскости и КНД $\sim 3,5$ дБ. Такая антенна, как правило, устанавливается на малых БПЛА под днищем. В других местах установки борт может затенять вибратор или влиять на ДН, создавая глубокие провалы в диаграмме. Конкретное конструктивное исполнение монополя зависит от частотного диапазона, ширины полосы частот и места установки.

При помощи группы из четырех монополей (в том или ином конструктивном исполнении) можно создать кольцевую концентрическую антенную решетку. Используя цифровые приемопередатчики с управляемой фазой, можно осуществлять сканирование в азимутальной плоскости. КНД подобной антенны 9–10 дБ в максимуме, как показано на рисунках. При малых углах КНД может падать до 5–7 дБ, что зависит от размера экрана: чем больше экран, тем больше КНД вдоль экрана. Диаграмма направленности приведена на рисунке 3.

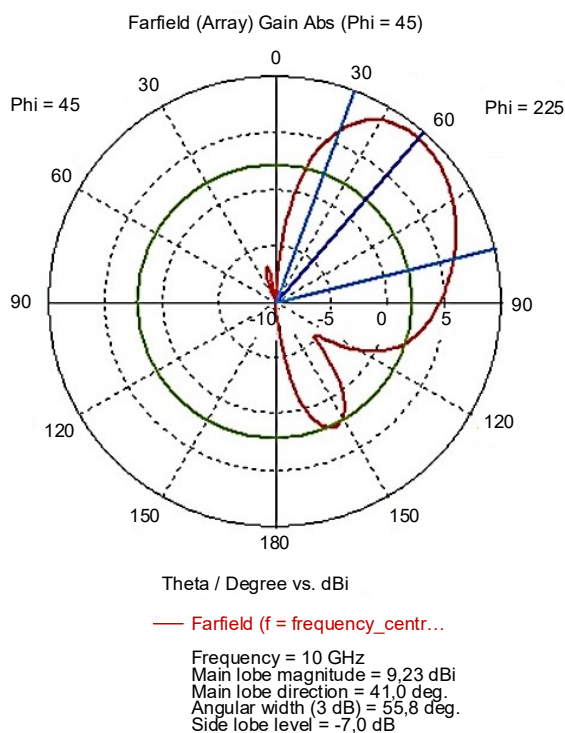


Рис. 3. ДН кольцевой концентрической ФАР в угломестной плоскости

Рис. 3. Array Pattern of Concentric Antenna Array in Elevation Plane

Кольцевые концентрические антенны с числом элементов больше четырех не только повышают энергетику и уменьшают влияние борта на ДН, но и позволяют формировать глубокие нули в направлении помехи [3].

Альтернативой кольцевым концентрическим антенным решеткам является цилиндрическая антенная решетка, построенная из сверхширокополостных излучающих направленных элементов. Например, из антенн Вивальди или спиральных антенн. Выбор между этими антеннами обусловлен свойствами распространения, связанными с поляризацией излучения. Очевидно, что для случая дальней связи, когда пространственная ориентация БПЛА существенно не изменяется, предпочтительной является антенна линейной поляризации, т. е. Вивальди. В настоящее время разработано большое число вариантов конструкции антенн типа Вивальди [4–5], мы возьмем за основу для расчета базовый вариант на основе печатной платы, оптимизированный для частоты 10 ГГц. Диаграмма направленности антенны приведена на рисунке 4.

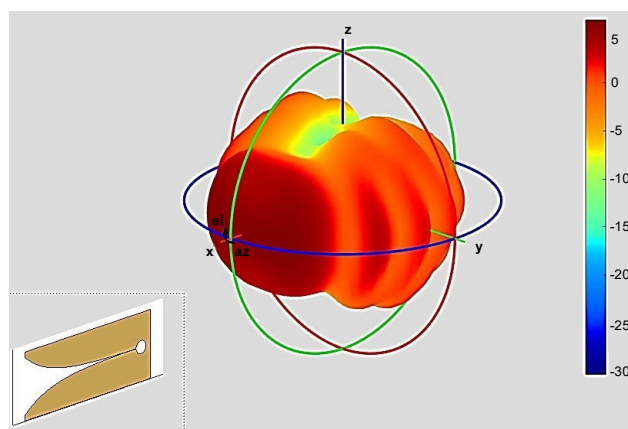


Рис. 4. ДН антенны Вивальди. КНД = 6,54 дБ, НРВW 76° и 60°, в азимутальной и угломестных плоскостях, соответственно

Fig. 4. Vivaldi Antenna Pattern Directivity 6,54 dBi, HRPBW 76° and 60°, in Azimuthal and Elevation Planes, Respectively

Был проведен расчет ДН цилиндрической антенной решетки для различного количества излучателей ($N = 8, 10, 12, 16$) в кольце и $NR = 2$ колец в цилиндре. Использование цилиндрической $NR = 2$ вместо кольцевой антенной решетки ($NR = 1$) позволяет увеличить КНД при сохранении компактности системы и отклонять максимум ДН в угломестной плоскости в направлении НПУ для уменьшения влияния борта и увеличения уровня сигнала. Пример диаграммы направленности решетки, построенной из элементов Вивальди, приведен на рисунках 5 и 6, соответственно (максимум ДН отклонен на -5° в угломестной плоскости).

В ходе расчетов варьировался радиус кольца R ($0,7 \dots 1,05 \lambda$) с целью для нахождения R_{opt} для каждого N , расстояние между кольцами R_s ($0,65 \dots 1,0 \lambda$), и угол отклонения в угломестной плоскости ($0,5^\circ$). Параметры оптимизировались для увеличения КНД и минимизации уровня боковых и задних лепестков. Результаты расчета приведены в таблице 1, где: G – число элементов в кольце N ; H – число колец NR ; R_{opt} – оптимальный радиус кольца; R_s – расстояние между кольцами; f – частота.

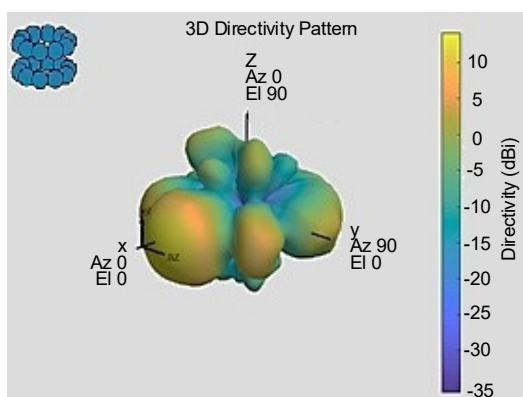


Рис. 5. Пример трехмерной ДН

Fig. 5. 3D Array Pattern

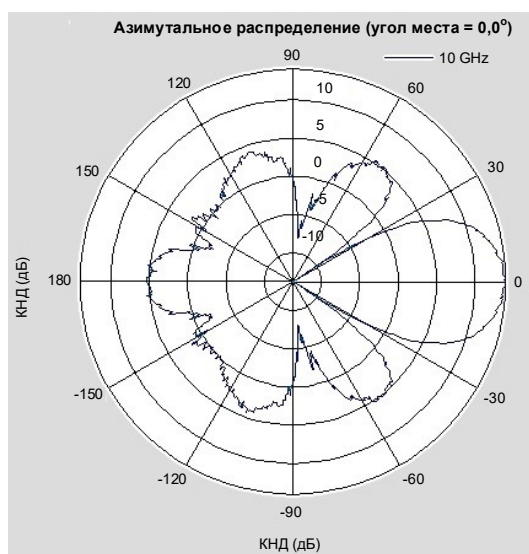


Рис. 6. ДН в азимутальной плоскости антенной решетки из антенн Вивальди

Fig. 6. Radiation Pattern in Azimuthal Plane of Antenna Array of Vivaldi Antennas

Результаты расчета показывают, что оптимальным является $N = 8 - 10$, так как при переходе к 12–16-элементной схеме не происходит существенного роста КНД, при значительном увеличении числа элементов. Оптимальным является $R_s = 0,75 - 0,85\lambda$, что позволяет достичь высокого КНД, сохранении низкого уровня боковых лепестков при отклонении луча в угломерной плоскости.

При данном выборе параметров для решетки с $N = 10$, $NR = 2$, $R_{opt} = 0,71$ расстоянием между кольцами $R_s = 0,85\lambda$, удается получить КНД = 14,5 дБ.

Данное решение позволяет достичь существенно большего коэффициента усиления по сравнению с вариантом из 4 монополей. При этом габариты антенной системы остаются компактными – для указанной системы они составляют около $0,08 \times 0,23 \times 0,23$ м, что позволяет размещать антенну на крыльях либо внизу на фюзеляже.

При установке антенны на борт воздушного судна необходимо будет решить задачи, связанные с выбором и подготовкой места размещения,

и в ряде специальных случаев приводящие к уменьшению обратного рассеяния.

ТАБЛИЦА 1 Параметры и характеристики цилиндрической антенной решетки из антенн Вивальди для $NR = 2$; $N = 8..16$ TABLE 1 Parameters and Specifications of Cylindrical Antenna Array of Vivaldi Elements for $NR = 2$; $N = 8..16$

G	H	R_{opt}, λ	R_s, λ	$f, \text{ГГц}$	КНД(0/-5°), дБ	УБЛ (0/-5°), дБ
8	2	0,7	0,7	10	12,94/12,76	5,97/6,15
10	2	0,71	0,7	10	14,02/13,93	5,41/5,45
12	2	0,77	0,7	10	14,36/14,34	5,84/5,83
14	2	0,95	0,7	10	14,78/14,7	6,74/6,81
16	2	1,0	0,7	10	15,38/15,24	5,92/6,1
8	2	0,7	0,75	10	13,12/12,93	6,15/6,21
10	2	0,71	0,75	10	14,22/14,11	5,67 /5,59
12	2	0,77	0,75	10	14,52/14,51	6,02/6,00
14	2	0,95	0,75	10	14,97/14,87	6,98/7,00
16	2	1,0	0,75	10	15,56/15,41	6,21/6,25
8	2	0,7	0,8	10	13,28/13,08	6,26/6,46
10	2	0,71	0,8	10	14,38/14,26	5,74/5,78
12	2	0,77	0,8	10	14,67/14,65	6,17/6,15
14	2	0,95	0,8	10	15,13/15,03	7,15/7,17
16	2	1,0	0,8	10	15,71/15,55	6,36/6,73
8	2	0,7	0,85	10	13,4/13,19	6,43/6,51
10	2	0,71	0,85	10	14,5/14,37	5,94/5,98
12	2	0,77	0,85	10	14,79/14,76	6,27/6,25
14	2	0,95	0,85	10	15,26/15,14	7,28/7,29
16	2	1,0	0,85	10	15,83/15,66	6,71/6,84

Выбор конкретного местоположения бортовой антенны производится с целью уменьшения искажений ДН в результате дифракции на элементах конструкции борта [6].

В [7] утверждается, со ссылкой на многочисленные эксперименты, что поле рассеяния в основном определяется отражением от антенн, кабины пилота, воздухозаборников, кромок крыльев и хвостового оперения. Достаточно большое количество антенн вынужденно располагается с той же стороны, с которой работает радар. Планер, как правило, покрывается широкополосным радиопоглощающим материалом, а наличие вырезов под антенны сводит на нет принятые меры.

Для уменьшения влияния борта на ДН и уменьшения обратного рассеяния конструкция антенны может усложниться. Учет указанных эффектов выходит за рамки данной работы.

Заключение

В работе проведен анализ канала связи большой дальности, оценка параметров и характеристик антенной системы НПУ и варианты реализации бортовой системы для частоты 10 ГГц. Пока-

зано, что в данной конфигурации можно реализовать связь на дальности до 300 км.

В качестве варианта реализации бортовой системы рассмотрено несколько вариантов антенн, в том числе цилиндрическая двухкольцевая малоэлементная антенная решетка с $N = 8 - 16$ антенн Вивальди в кольце. Показано, что оптимальной по соотношению числа элементов и коэффициента усиления является система с $N = 8 - 10$, что позволяет достичь КНД = 13,4 – 14,5 дБ.

В дальнейшем, при известной конфигурации носителя, необходим выбор местоположения антенны и доработка ее конструкции для минимизации влияния борта на характеристики антенны. При необходимости уменьшения обратного рассеяния также может потребоваться введение в конструкцию антенны дополнительных элементов и специальных материалов.

В результате учета влияния борта ДН бортовой антенны становится изрезанной, с наличием интерференционных минимумов, которые приведут к уменьшению зоны действия, что может быть восполнено запасом по высоте, обеспечиваемым НПУ.

Также, в дальнейшем, возможно рассмотрение варианта создания ММО-канала [8] при использовании нескольких антенн и увеличение дальности за счет ретрансляции через антенны второго UAV [9]. Многие другие особенности построения линий передачи и их оптимизации описаны в работе [10]. При этом наземная часть линии связи, помимо варианта, рассмотренного в данной работе, может быть реализована на основе антенных решеток других конструкций [11] или широкополосных линзовых антенн [12].

Список используемых источников

1. Шатраков Ю.Г., Ривкин М.И., Цымбаев Б.Г. Самолетные антенные системы. М.: Машиностроение, 1979. 184 с.
2. Фейнберг Е.Л. Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. М.: Наука, 1999. 495 с.
3. Воскресенский Д.И. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток. М.: Радиотехника, 2012. 744 с.
4. Воскресенский Д.И., Котов Ю.В., Овчинникова Е.В. Тенденции развития широкополосных фазированных антенных решеток (обзор работ) // Антенны. 2005. № 11(102). С. 7–21.
5. Рязанов И.Г., Бякин А.А., Белоусов О.А. Анализ и синтез широкополосной планарной щелевой антенны с экспоненциальным изменением ширины щели для систем широкополосного доступа // Вопросы современной науки и практики. Университет им. В.И. Вернадского. 2013. № 2(46). С. 297–306.
6. Masnamara T. Introduction to Antenna Placement and Installation. New York: John Wiley & Sons, 2010.
7. Красюк В., Оводенко А., Бестугин А. Радиолокационная заметность антенн летательных аппаратов. Методы уменьшения ЭПР. Рига: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2011. 460 с.
8. Rankin G., Tirkel A., Leukhin, A. Millimeter wave array for UAV imaging MIMO radar // Proceedings of the 16th International Radar Symposium (IRS, Dresden, Germany, 24–26 June 2015). IEEE, 2015. PP.499–504. DOI:10.1109/IRS.2015.7226217
9. Li S., He C., Liu M., Gu Y., Xie J., et al. Design and implementation of aerial communication using directional antennas: learning control in unknown communication environments // IET Control Theory & Applications. 2019. Vol. 13. Iss. 17. PP. 2906–2916. DOI:10.1049/iet-cta.2018.6252
10. Ямпольский В.Г., Фролов О.П. Оптимизация антенных систем линий связи. М.: Радио и связь, 1991. 270 с.
11. Hansen R.C Phased Array Antennas. New York: John Wiley & Sons, 2009. 571 p.
12. Александрин А.М., Рязанцев Р.О., Саломатов Ю.П. Сугак М.И. Широкополосные линзовые антенны из искусственного неоднородного диэлектрика. СПб: ЛЭТИ, 2018. 181 с.

* * *

Implementation of UAV Communication Channel Using Airborne Wide-Band Low-Element Antenna Arrays

K. Korovin¹ , S. Kuzmin¹ 

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

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-39-44

Received 18th May 2020

Accepted 11th June 2020

For citation: Korovin K., Kuzmin S. Implementation of UAV Communication Channel Using Airborne Wide-Band Low-Element Antenna Arrays. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(2):39–44. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-39-44

Abstract: In this paper, we consider the possibility of constructing a long-range communication link using a broadband low-element cylindrical antenna array based on Vivaldi antennas in 10 GHz band. A comparative analysis of the choice of emitters, optimization of the system according to the ratio of the number of elements and gain, and the assessment of overall characteristics are carried out. It is shown that the use of low-element cylindrical array allows one to obtain a compact antenna system with a gain of 13–16 dB, which allows one to construct a long-range communication channel.

Keywords: UAV, communication channel, airborne antenna systems.

References

1. Shatrakov Yu.G., Rivkin M.I., Tsymbaev B.G. *Aircraft Antenna Systems*. Moscow: Mashinostroenie Publ.; 1979. 184 p. (in Russ.)
2. Feinberg E.L. *Propagation of Radio Waves Along the Earth's Surface*. Moscow: Nauka Publ.; 1999. 495 p. (in Russ.)
3. Voskresensky D.I. *Microwave Devices and Antennas. Design of Phased Array Antennas*. Moscow: Radiotekhnika Publ.; 2012. 744 p. (in Russ.)
4. Voskresensky D.I., Kotov Yu.V., Ovchinnikova E.V. Trends in the Development of Broadband Phased Antenna Arrays (Review of Works). *Antennas*. 2005;11(102):7–21. (in Russ.)
5. Ryazanov I.G., Byakin A.A., Belousov O.A. Analysis and Synthesis of a Broadband Planar Slot Antenna with an Exponential Change in the Width of the Slit for Broadband Access Systems. *Problems of Contemporary Science and Practice. Vernadsky University*. 2013;2:297–306. (in Russ.)
6. Macnamara T. *Introduction to Antenna Placement and Installation*. New York: John Wiley & Sons; 2010.
7. Krasnyuk V., Ovodenko A., Bestugin A. *Radar Visibility of the Aircraft Antennas. Radar Cross-Section Reduction Methods*. Riga: LAP LAMBERT Academic Publishing; 2011. 460 p. (in Russ.)
8. Rankin G., Tirkel A., Leukhin, A. Millimeter wave array for UAV imaging MIMO radar. *Proceedings of the 16th International Radar Symposium, IRS, 24–26 June 2015, Dresden, Germany*. IEEE; 2015. p.499–504. DOI:10.1109/IRS.2015.7226217
9. Li S., He C., Liu M., Gu Y., Xie J., et al. Design and implementation of aerial communication using directional antennas: learning control in unknown communication environments. *IET Control Theory & Applications*. 2019;13(17):2906–2916. DOI:10.1049/iet-cta.2018.6252
10. Yampolsky V.G., Frolov O.P. *Optimization of Antenna Systems of Communication Lines*. Moscow: Radio i svyaz Publ.; 1991. 270 p. (in Russ.)
11. Hansen R.C. *Phased Array Antennas*. New York: John Wiley & Sons; 2009. 571 p.
12. Alexandrin A.M., Ryazantsev R.O., Salomatov Yu.P., Sugak M.I. *Broadband lens antennas from an Artificial Inhomogeneous Dielectric*. St. Petersburg: Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" Publ.; 2018. 181 p.

Сведения об авторах:

КОРОВИН
Константин Олегович

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

КУЗЬМИН
Сергей Викторович

кандидат физико-математических наук, доцент кафедры конструирования и производства радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного университета им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, sergey-v-kuzmin@yandex.ru
 <https://orcid.org/0000-0002-5496-2702>

Усовершенствование функций маршрутизации и сигнализации протокола PNNI с целью повышения устойчивости сети связи

С.И. Макаренко^{1, 2, 3*} 

¹Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации Российской академии наук, Санкт-Петербург, 199178, Российская Федерация

²Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В.И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, 197376, Российская Федерация

³ООО «Корпорация «Интел групп», Санкт-Петербург, 197372, Российская Федерация

*Адрес для переписки: mak-serg@yandex.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 01.04.2020

Принята к публикации 22.04.2020

Ссылка для цитирования: Макаренко С.И. Усовершенствование функций маршрутизации и сигнализации протокола PNNI с целью повышения устойчивости сети связи // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 2. С. 45–59. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-45-59

Аннотация: В статье представлен вариант усовершенствования функций маршрутизации и сигнализации протокола PNNI, с целью повышения устойчивости сети связи. Повышение устойчивости сети связи на основе протокола маршрутизации PNNI достигается за счет более полного использования им имеющегося топологического ресурса сети, а также введением в данный протокол дополнительной функциональности – способности одновременно с поиском кратчайших путей формировать дополнительные резервные пути.

Ключевые слова: сеть связи, протокол маршрутизации, устойчивость сети, конвергенция сети, время сходимости, PNNI.

ВВЕДЕНИЕ

Анализ основных тенденций развития телекоммуникационных сетей (ТКС) специального назначения (СН), представленный в работах [1, 2], показал, что их особенностью является функционирование в условиях преднамеренных дестабилизирующих воздействий. Для ТКС СН такие дестабилизирующие воздействия, как правило, соответствуют воздействию средств физического поражения, средств радиоэлектронного подавления (РЭП), а также способов информационно-технического воздействия. В теоретических работах [3–5] показано, что такие воздействия существенно снижают устойчивость ТКС СН, в том числе, и за счет нарушения процессов функционирования протоколов маршрутизации. Исследование автора [6] показывает, что существующие протоколы маршрутизации слабо адаптированы для использования в сетях с динамически меняющейся топологией. Этим протоколам свойственны длительные процессы восстановления связи при изменении топологии сети, неэффективные подходы к принятию решений о перемаршрутизации

информационных потоков, недостаточно проработанные механизмы своевременного обнаружения и адекватной реакции на изменения загрузки и параметров сети. Как показано в работе [6], основным концептуальным недостатком протоколов маршрутизации является низкая эффективность их математической основы – алгоритмов поиска кратчайших путей. Подавляющая часть широко распространенных протоколов маршрутизации основана на «поглощающих» алгоритмах поиска кратчайших путей (таких, как алгоритмы Дейкстры, Беллмана – Форда, A* и др.), которые по своей сути не способны одновременно с поиском кратчайших путей в сети строить и множество дополнительных путей, которые можно было бы использовать в случае изменения топологии. Имеющиеся алгоритмы поиска нескольких путей между узлами (например, алгоритм Йена) являются итерационными и основаны на последовательном поиске все тех же кратчайших путей при удалении отдельных ребер сети. Однако в таких алгоритмах количество итераций резко возрастает при увеличении размерности сети, что препятствует приме-

нению этих алгоритмов в составе протоколов маршрутизации в сетях связи.

Указанные факторы определяют актуальное направление исследований, направленное на повышение устойчивости ТКС СН за счет совершенствования используемых в них стандартных протоколов маршрутизации, в частности, протоколов маршрутизации с установлением соединений, к которым относится и рассматриваемый в данной работе протокол PNNI (*от англ. Private Network-to-Network Interface*).

Одним из направлений устранения вышеуказанных недостатков существующих протоколов маршрутизации и, соответственно, повышения устойчивости ТКС СН, является использование имеющегося топологического ресурса в сети и формирование у существующих протоколов маршрутизации дополнительной функциональности – способности одновременно с поиском кратчайших путей формировать и дополнительные резервные пути. Эти пути предполагается использовать в случае, если в результате дестабилизирующих воздействий топология сети изменилась и требуется произвести пересчет кратчайших маршрутов, но без прерывания процессов передачи трафика.

Этот подход в теоретическом виде формализован в виде метода обеспечения устойчивости телекоммуникационной сети за счет использования ее топологической избыточности в работе автора [7]. В другой работе автора [8] на основе данного метода предложена модификация алгоритма поиска кратчайших путей Дейкстры в направлении повышения устойчивости ТКС, за счет дополнительного формирования в сети как кратчайших, так и резервных путей. В настоящей статье предлагается рассмотреть применение вышеуказанных метода и модифицированного алгоритма Дейкстры к практике, а именно – к совершенствованию функций маршрутизации и сигнализации протокола PNNI в интересах повышения устойчивости ТКС СН с установлением соединений.

Данная работа логически продолжает цикл работ автора, посвященных совершенствованию протоколов маршрутизации, в частности протоколов OSPF [9] и EIGRP [10], в интересах повышения устойчивости ТКС СН.

1. ОСОБЕННОСТИ ПРОТОКОЛА PNNI

Протокол PNNI – стандартный протокол маршрутизации с установлением соединений, алгоритм поиска маршрута соединения в котором основан на алгоритме Дейкстры. Достаточно полное описание протокола как протокола PNNI, так и особенностей его функционирования в реальных сетях с установлением соединений, представлено в работах [11–13]. Протокол PNNI получил широкое распространение как основной протокол маршрутизации «от источника» и сигнализации в сетях ATM (*от*

англ. Asynchronous Transfer Mode), а в дальнейшем – в ТКС на основе MPLS (*от англ. Multiprotocol Label Switching*) – в сетях IP/MPLS (*от англ. Internet Protocol/Multiprotocol Label Switching*), MPLS TE (*от англ. Multiprotocol Label Switching Traffic Engineering*), ASON/ASTN (*от англ. Automatic Switched Optical Network/Automatic Switched Transport Network*), OpenFlow и т. д.

Рассмотрим основные особенности реализации функций маршрутизации и сигнализации в протоколе PNNI значимые для решения задачи повышения устойчивости ТКС СН. При этом надо отметить, что эти функции в протоколе PNNI сходны с протоколом OSPF. Функции маршрутизации и сигнализации в составе PNNI выполняют соответствующие протоколы: маршрутизации и сигнализации.

1.1. Протокол маршрутизации

Протокол маршрутизации в составе PNNI отвечает за установление отношений смежности между узлами сети, а также за формирование и хранение таблиц маршрутизации (ТМ), а также их синхронизацию в узлах ТКС.

По аналогии с протоколом OSPF, в данном протоколе предусмотрены одноранговые группы PG (*от англ. Peer Group*), которые фактически являются автономными доменами маршрутизации. Эти PG имеют свои идентификаторы PGID (*от англ. Peer Group Identifier*), которые устанавливаются во время начального конфигурирования сети. Смежные узлы ТКС обмениваются пакетами Hello с идентификаторами PGID. Таким образом, обмен пакетами Hello дает возможность узлам ТКС установить отношения смежности. Поскольку сообщения Hello содержат идентификаторы PGID, то смежные узлы имеют возможность определить, к одному или к разным группам PG они относятся. Если идентификаторы PGID совпадают, то смежные узлы принадлежат одной PG, в противном случае они принадлежат к различным PG. Узлы соединяются между собой логическими каналами. Логические каналы между узлами на нижнем уровне совпадают с физическими каналами связи.

Когда узлы определили отношения связности между собой и установили логические каналы, они начинают обмен информацией по виртуальным соединениям VCC (*от англ. Virtual Channel Connection* – соединение по виртуальному каналу), которые используются в режиме RCC (*от англ. Routing Control Channel* – канал управления маршрутизацией). Узлы начинают отправлять своим соседним узлам пакеты Hello, в которых указывают свой ATM-адрес, идентификатор узла ID (*от англ. Identifier*) и ID его порта для канала. Протокол PNNI использует обмен пакетами Hello на всей длительности существования логического канала и, по причине соответствия на нижнем уровне ТКС логического канала физическому, потери пакетов Hello

служат индикатором изменения качества физического канала в то время, когда другие механизмы QoS (*от англ.* Quality of Service – качество обслуживания) определить сбой физического канала уже или еще не могут.

ТМ, в терминологии протокола PNNI, называется «топологическая база данных», а ее отдельные записи называются элементами состояния топологии – PTSE (PNNI Topology State Element). PTSE формируются каждым узлом сети и содержат идентификационную информацию, описание возможностей узла, а также информацию, используемую для выбора «лидера» группы PG и построения иерархии областей PNNI. Эта информация называется узловой. ТМ создается в каждой группе PG и хранится на всех узлах группы.

ТМ данных включает два типа информации:

1) состояние топологии ТКС (состояние узлов и состояние каналов);

2) информация о достижимости адресов (адреса и адресные префиксы), т.е. информация об адресах и группах адресов, с которыми могут быть установлены логические соединения.

Информацию ТМ можно разделить на атрибуты и метрики. Атрибуты используются при принятии решений об установлении/разъединении соединений или управлении сетью. Метрика – интегральный параметр, который характеризует показатель QoS отдельных каналов и узлов сети. Данные о состоянии элементов сети, например, такие как пропускная способность или задержка в логическом канале, являются динамическими параметрами. Поэтому в механизмах обработки данных о состоянии сети в PNNI предусмотрена обработка динамических метрик элементов сети.

В протоколе PNNI распространение записей PTSE между узлами ТКС происходит в два этапа:

1) начальный обмен между узлами сообщениями Hello с информацией о подключенных каналах с целью определения отношений смежности узлов в сетевой топологии и формирования ТМ;

2) последующий лавинообразный обмен сообщениями PTSE при изменении топологии сети.

Когда соседние узлы на обоих концах логического канала инициированы с помощью обмена пакетами Hello, подтвердившими принадлежность обоих узлов к одной и той же PG, узлы синхронизируют свои ТМ. Синхронизация производится с помощью обмена сообщениями PTSE. Передача PTSE производится с помощью специальных пакетов PTSP (PNNI Topology State Packet – пакет состояния топологии PNNI), в которые инкапсулируются PTSE. После принятия PTSP, содержащаяся в нем PTSE проходит верификацию, а ее достоверное принятие подтверждается пакетом-квитанцией, который передается отправителю PTSE. Если PTSE содержит более новые данные, чем уже имеющиеся в ТМ узла, производится коррекция его ТМ в соответствии

с этими новыми данными, а также передача этих новых данных другим смежным узлам.

После начального этапа инициализации сети, при последующем функционировании, рассылка сообщений PTSE происходит постоянно. Данные о достижимости узлов, содержащиеся в ТМ, подвержены старению и удаляются через определенный промежуток времени, если они не подтверждены вновь поступившими сообщениями PTSE. Узлы могут вносить изменения только в создаваемые ими PTSE. В PTSE, порожденные другими узлами, данный узел не может вносить никаких изменений. Изменения вносятся только путем замены более старого PTSE на вновь полученный. PTSE распространяются только в пределах одной группы PG.

Сообщения PTSE передаются периодически, а также в силу наступления таких событий, как изменение топологии сети или критическое изменение метрики элемента сети. После включения маршрутизатора первоначально он передает соседям свои записи PTSE. Далее, во время работы ТКС, ее состояние постоянно меняется. Могут активироваться или выходить из строя элементы сети (каналы связи и узлы), изменяться их доступность и загрузка, изменяться их параметры QoS и т. д. При выявлении таких изменений, которые превышают установленный критериальный уровень, маршрутизатор формирует новые PTSE, которые описывают эти изменения в сети и рассылает их всем своим смежным маршрутизаторам, которые рассылает их далее. Это называется лавинным обменом (flooding) PTSE. Такой лавинообразный обмен заканчивается, когда PTSE получают все узлы ТКС.

1.2. Протокол сигнализации

Протокол сигнализации в PNNI управляет установлением и завершением коммутируемых виртуальных соединений в сети. Протокол использует маршрутизацию от источника на основе поиска кратчайших путей по алгоритму Дейкстры.

При поступлении от абонента запроса на установление соединения маршрутизатор-источник (используя данные ТМ) вычисляет весь предстоящий маршрут соединения и отправляет по нему пакет-запрос на соединение. При этом в пакете содержится так называемый транзитный список DTL (*от англ.* Designated Transit List) – это последовательный список всех транзитных маршрутизаторов в предполагаемом соединении. Формирование списка DTL производится на основе алгоритма Дейкстры.

Маршрутизаторы внутри сети не принимают решения о маршрутизации, а просто передают запрос на установление соединения в соответствии со списком DTL. Если в процессе прохождения пакета по маршруту, заданному списком DTL, обнаруживается, что один из узлов не может установить соединение (например, вследствие недостаточного QoS

канала связи или недостаточности ресурсов узла), этот пакет возвращается обратно к узлу-источнику DTL с указанием причины отказа в соединении. Тогда узел-источник исключает элемент сети, препятствующий установлению соединения, из рассмотрения, вычисляет новый маршрут соединения, формирует список DTL и посылает пакет-запрос снова. При успешном прохождении пакета-запроса от источника к адресату – адресатом посылается уведомление источнику об успешном установлении соединения. Далее по установленному соединению передаются пакеты данных. При завершении соединения с любой из сторон посылается специальный пакет завершения соединения. По его прохождению по маршруту, указанному в списке DTL, освобождаются ресурсы маршрутизаторов, ранее выделенные для данного соединения. Общая схема функционирования маршрутизатора с протоколом PNNI представлена на рисунке 1.

2. МОДИФИЦИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ ДЕЙКСТРЫ

В основе предлагаемого усовершенствования функций маршрутизации и сигнализации протокола PNNI лежит использование модифицированного алгоритма поиска кратчайших путей Дейкстры, ранее опубликованного в работе [8].

Рассмотрим кратко данный модифицированный алгоритм (рисунки 2а, 2б). При формализации алгоритма используются следующие обозначения:

$D = \{d_i\}, i = 1, \dots, n$ – множество расстояний до помеченных вершин от начальной вершины;

d_i – расстояние от вершины U_1 до вершины U_i , полученное при использовании алгоритма поиска кратчайших путей;

$G(U, V)$ – ориентированный граф, соответствующий ТКС СН;

$I = 1, \dots, n$ – переменная, счетчик вершин;

$J = 1, \dots, n$ – переменная, счетчик вершин;

L – множество смежных помеченных вершин, содержащих множество расстояний от начальной вершины до помеченных вершин;

$L = \{l_i\}, i = 1, \dots, n$ – множество смежных помеченных вершин;

$l_i = U_j$ – помеченная вершина, через которую достигнута вершина U_i . По окончании работы алгоритма, переменная l_i содержит кратчайшие пути от i -ой вершине к каждой вершине графа;

n – количество вершин в графе;

P – множество помеченных вершин;

T – переменная, определяющая последнюю помеченную вершину;

U_1 – начальная вершина;

$V(U_i, U_j)$ – вес ребра, соединяющего i -ую и j -ую вершины;

$R = \{r\}$ – множество вершин потенциальных резервных путей (в это множество вносятся достигнутые вершины, смежные с рассматриваемой; в

дальнейшем элементы множества используются при нахождении резервных путей);

$C = \{c\}$ – множество весов ребер потенциальных резервных путей (в это множество вносятся веса ребер, исходящих из вершин, вносимых в множество R , и входящих в рассматриваемую вершину);

$Z = \{z\}$ – множество резервных путей в вершину (содержит резервные пути в рассматриваемую вершину, сформированные в результате проведения логических операций над входящими в него элементами и элементами множеств R и L);

$S = \{s\}$ – множество весов резервных путей к вершине (содержит веса путей из множества Z и используется для ранжировки резервных путей при выводе результатов работы алгоритма).

К новым элементам алгоритма относятся блоки 16–23, 25 (см. рисунки 2а и 2б). В блоках 16–17 реализуется формирование множества вершин R к текущей рассматриваемой вершине. В блоках 18–23, путем пересечения множеств R и L , а также Z , осуществляется формирование множества Z резервных путей. В блоке 25 – ранжировка резервных путей по сумме весов, входящих в их состав ребер.

3. УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ФУНКЦИЙ МАРШРУТИЗАЦИИ И СИГНАЛИЗАЦИИ ПРОТОКОЛА PNNI

В рамках совершенствования функций маршрутизации и сигнализации протокола PNNI для использования его в составе ТКС СН предлагается реализовать несколько направлений доработки данного протокола:

1) расчет «маршрутов от источника» необходимо вести по модифицированному алгоритму Дейкстры, представленному в работе [8], который одновременно с кратчайшими путями формирует и множество резервных путей;

2) в списке транзитных маршрутизаторов DTL необходимо формировать как кратчайшие, так и резервные пути, ранжированные по уровню увеличения суммарной метрики маршрута, а при отправке запроса на установление соединения запрос отправляется как по кратчайшему пути, так и по резервным путям;

3) при получении ответа от адресата и инициализации процесса установления соединения по кратчайшему пути в списке DSL, дополнительно устанавливаются логические резервные соединения, резервное соединение с минимальной метрикой – в режиме «горячего резерва», остальные резервные соединения – в режиме «холодного резерва»;

4) при поступлении от другого маршрутизатора сообщения PTSE об изменении топологии ТКС СН или метрики элемента сети, а также в случае самостоятельного выявления подобных фактов, маршрутизатор вместо инициализации долговременной процедуры установления нового соединения инициализирует переход передачи трафика на резервное соединение.

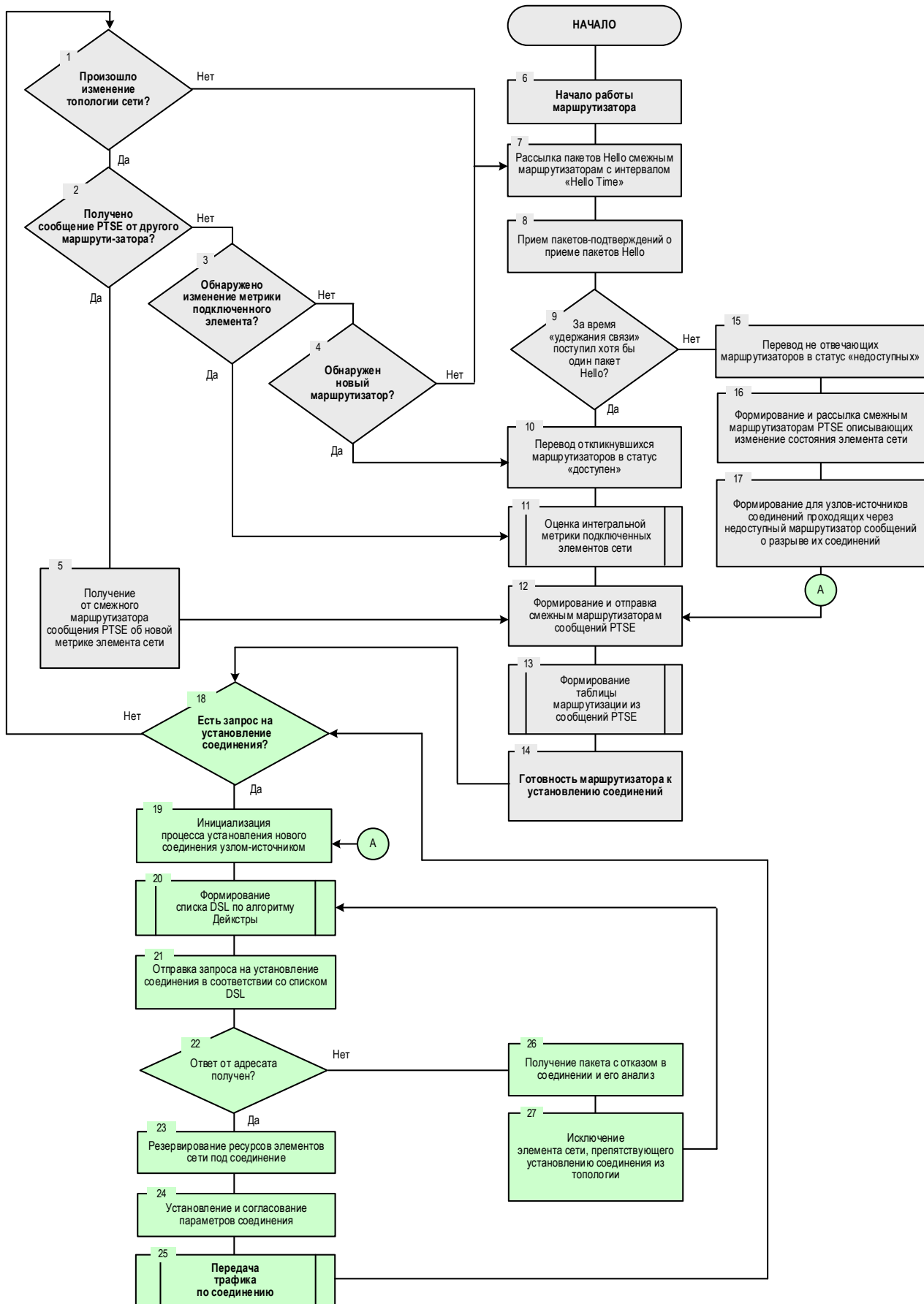


Рис. 1. Схема функционирования маршрутизатора на основе протокола PNNI [11–13]

Fig. 1. Functioning Scheme of a Router with PNNI Protocol [11–13]

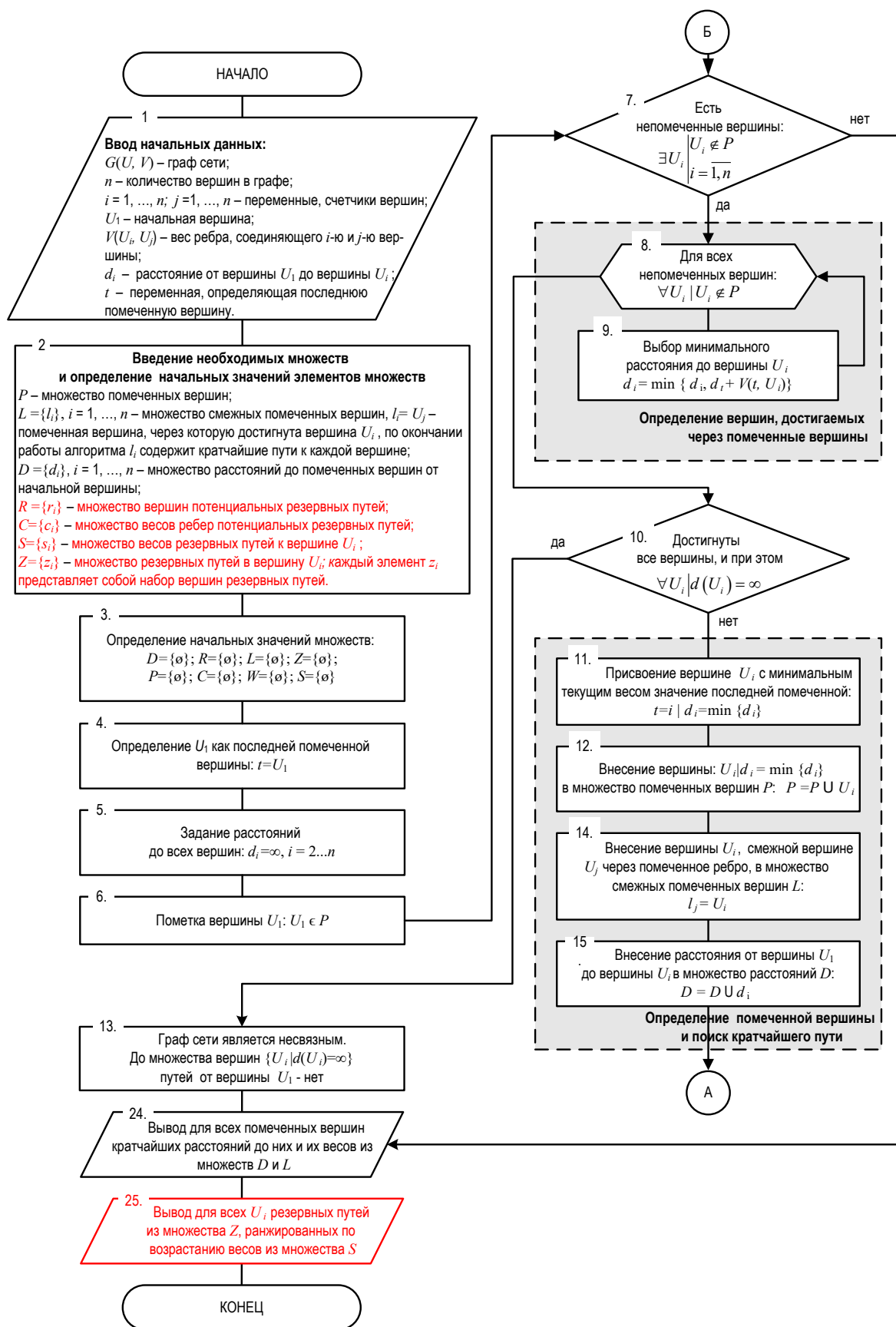


Рис. 2а. Модифицированный алгоритм поиска кратчайших путей Дейкстры [8]

Fig. 2a. Modified Dijkstra Algorithm for the Shortest Path Search [8]

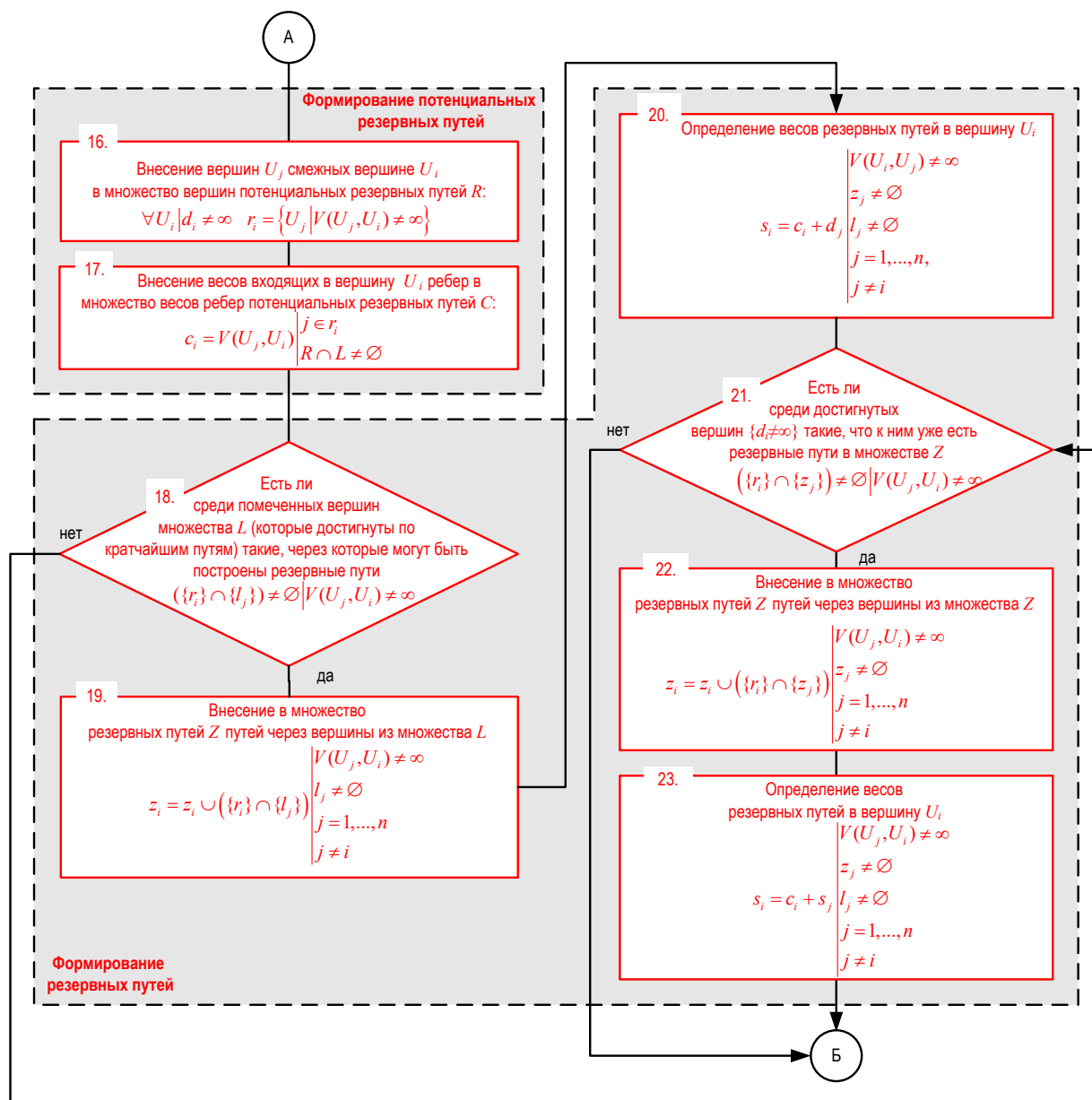


Рис. 26. Модифицированный алгоритм поиска кратчайших путей Дейкстры [8] (продолжение)

Fig. 2b. Modified Dijkstra Algorithm for the Shortest Path Search [8] (continued)

Схема функционирования усовершенствованных функций маршрутизации и сигнализации протокола PNNI представлена на рисунке 3. К измененным функциям протокола PNNI относятся блоки 17, 20–21, 23–26, 28–29, 30–34.

Блок 17 содержит изменения, связанные с усовершенствованием реакции протокола PNNI в части реакции на сообщения PTSE об изменении топологии ТКС СН. Данный блок при выявлении критических изменений топологии (которое выявляется за счет прерывания поступления сообщений Hello) рассылает узлам-источникам сообщения о необходимости перехода их соединений на резервные пути. В результате каждый из узлов-источников реализует инициализацию процессов перехода соединений, затронутых изменениями в сети, на резервные пути (переход «А» на рисунке 2). Ранее

аналогичный блок в стандартном протоколе PNNI рассылал сообщения о прерывании соединений и тем самым инициировал их разрыв и процесс их повторной установки.

Блоки 20–21 отличаются тем, что при расчете «маршрутов от источника» используют модифицированный алгоритм поиска кратчайших путей Дейкстры, впервые разработанный в данном исследовании, который одновременно с кратчайшими путями формирует и множество резервных путей.

Далее при формировании списка транзитных маршрутизаторов DTL указываются как кратчайшие, так и резервные пути, ранжированные по уровню увеличения суммарной метрики маршрута, а при отправке запроса на установление соединения, запрос отправляется как по кратчайшему пути, так и по резервным путям.

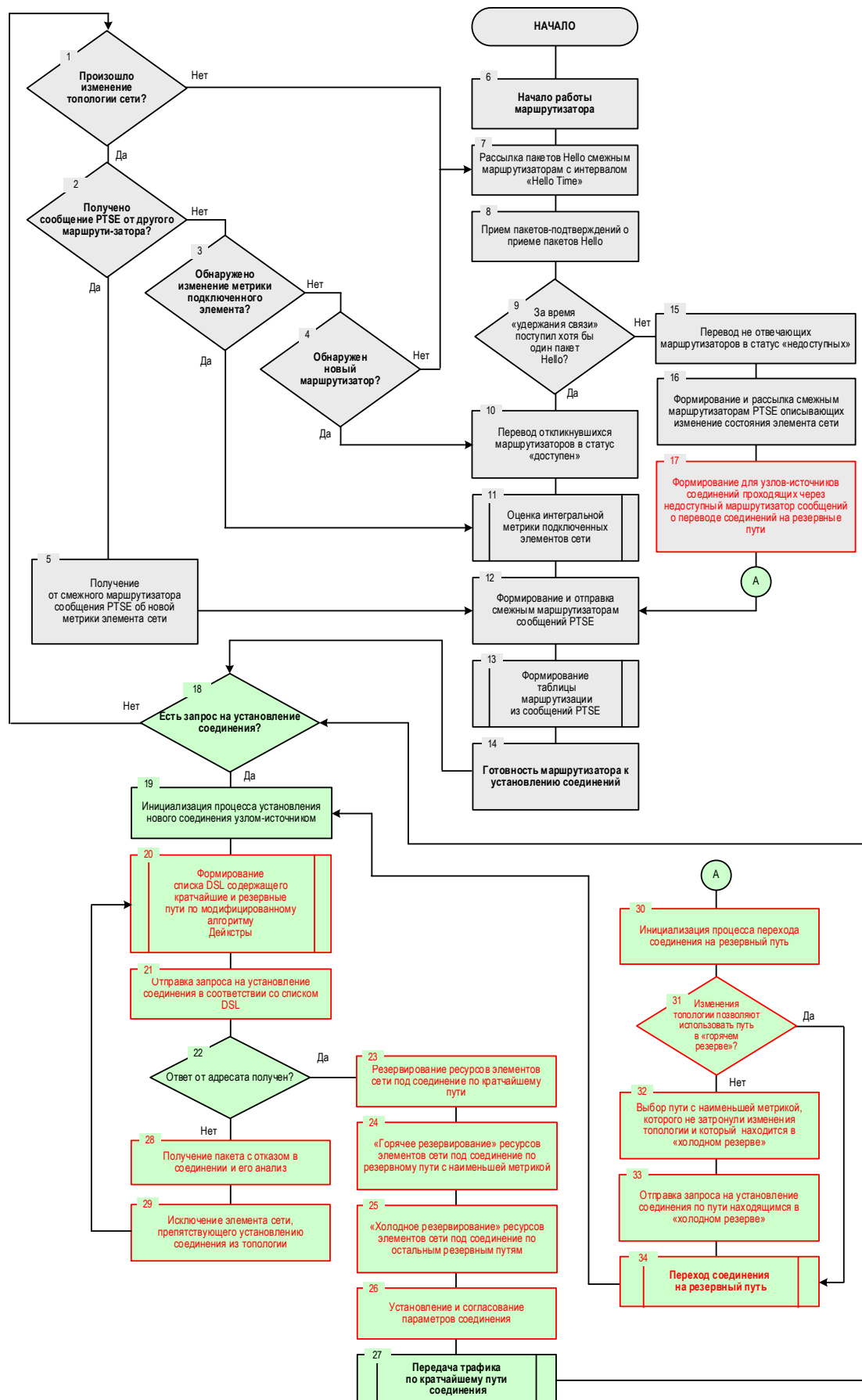


Рис. 3. Схема функционирования маршрутизатора с усовершенствованным протоколом PNNI

Fig. 3. Functioning Scheme of a Router with Improved PNNI Protocol

$P_{y\ k+1}$ – вероятность устойчивости ИНС, в составе которого имеется единственный кратчайший путь и k -резервных путей;

T_0 – наработка на отказ ИНС в условиях РЭП;

$T_{\text{диагн}}$ – время диагностики отказа линии связи в ИНС;

$T_{\text{ож}}$ – время ожидания восстановления связи (удержания конфигурации ТКС СН);

$T_{\text{увед}}$ – время уведомления узла, ответственного за изменение конфигурации ТКС СН;

$T_{\text{рек}}$ – длительность реконфигурации ТКС СН, резервирования путей информационных потоков и сигнализации;

$T_{\text{перекл}}$ – время переключения потоков трафика с активного на резервные пути;

E – показатель прироста устойчивости в прототипе ТКС СН при внедрении технических предложений, разработанных в данном исследовании.

Расчет показателя устойчивости $P_{y\ \text{ср}}$ прототипа ТКС СН до и после внедрения разработанных технических предложений по совершенствованию протокола PNNI ведется в соответствии с выражениями (1) и (2) обоснованными в работе [14].

Вероятность устойчивости ИНС в ТКС СН, при использовании алгоритма, формирующего единственный кратчайший путь из $n_{\text{осн}}$ каналов, определим по формуле [14]:

$$P_{y\ 1} = \frac{T_0}{T_0 + (T_{\text{диагн}} + T_{\text{ож}} + T_{\text{увед}} + T_{\text{рек}} + T_{\text{перекл}})} \times \left(1 - \left(1 - \prod_{v=1}^{n_{\text{осн}}} (1 - P_{\text{пор}\ v}) \right) \right), \quad (1)$$

Устойчивость ИНС из одного основного и k резервных маршрутов (состоящих, соответственно, из $n_{\text{осн}}$, n_1 , n_2 , ..., n_k каналов), будет определяться выражением [14]:

$$P_{y\ 1+k} = \frac{T_0}{T_0 + T_{\text{диагн}} + T_{\text{перекл}}} \times \left(1 - \left(1 - \prod_{v=1}^{n_{\text{осн}}} (1 - P_{\text{пор}\ v}) \right) \right) \times \prod_{j=1}^k \left(1 - \prod_{i=1}^{n_j} (1 - P_{\text{пор}\ i,j}) \right). \quad (2)$$

Показатель E прироста устойчивости в прототипе ТКС СН определяется согласно выражению [14]:

$$E = \left(1 - \frac{P_{y\ 1+k}}{P_{y\ 1}} \right) \cdot 100\%. \quad (3)$$

Расчет выигрыша E в показателе устойчивости от реализации усовершенствованного протокола PNNI проведем на примере сети, представленной на рисунке 4, но без учета временных параметров. При этом полученная оценка E является пессимистической, т. к. с учетом сокращения длительности

переходных процессов, оценка прироста устойчивости будет еще выше.

Прежде чем переходить к оценке повышения устойчивости ТКС СН в целом, для примера рассмотрим процессы установления соединений в отдельно взятом маршрутизаторе прототипа ТКС СН, обозначенном на рисунке 4 под № 1. ТМ для данного маршрутизатора, в случае использования стандартного протокола PNNI будет иметь вид, представленный в таблице 1. В случае использования в прототипе ТКС СН усовершенствованного протокола PNNI, основанного на модифицированном алгоритме Дейкстры, ТМ будет иметь вид, представленный в таблице 2.

ТАБЛИЦА 1. ТМ для маршрутизатора №1 в прототипе ТКС СН в случае использования стандартного протокола PNNI

TABLE 1. Routers Table for 1th Router of the Network Prototype When Using the Standard PNNI Protocol

ИНС	Маршрут
1-2	1-2
1-3	1-3
1-4	1-4
1-5	1-6-5
1-6	1-6

ТАБЛИЦА 2. ТМ для маршрутизатора №1 в прототипе ТКС СН в случае использования усовершенствованного протокола PNNI

TABLE 2. Routers Table for 1th Router of the Network Prototype When Using the Improved PNNI Protocol

ИНС	Основной маршрут (по кратчайшему пути)	Резервные маршруты (по k резервным путям)
1-2	1-2	1-3-2 1-4-3-2 1-6-4-3-2 1-6-5-4-3-2
1-3	1-3	1-2-3 1-4-3 1-6-4-3 1-6-5-4-3
1-4	1-4	1-3-4 1-6-4 1-2-3-4 1-6-5-4
1-5	1-6-5	1-4-5 1-3-4-5 1-4-6-5 1-2-3-4-5
1-6	1-6	1-4-6 1-3-4-6 1-4-5-6 1-3-4-5-6 1-2-3-4-6 1-2-3-4-5-6

Произведем оценку уровня повышения устойчивости ИНС в прототипе ТКС СН, исходящих из маршрутизатора №1, с учетом следующих ограничений на исходные данные о вероятностях воздействия РЭП на линии связи: вероятность пора-

жения РЭП межспутниковых линий связи $P_{\text{Пор МЛС}} = 0,05; 0,1; 0,2$; вероятность поражения РЭП линий связи КА-ШС и ШС-КА $P_{\text{Пор КА-ШС}} = 0,1; 0,2; 0,3$; наземные линии способами РЭП не поражаются, т. е. $P_{\text{Пор наз}} = 0$.

Оценка уровня устойчивости ИНС проводилась в соответствии с выражениями (1, 2), а расчет показателя прироста устойчивости E в прототипе ТКС СН производился согласно выражению (3). Результаты расчетов приведены в таблице 3.

ТАБЛИЦА 3. Результаты повышения устойчивости исходящих ИНС для маршрутизатора №1 в прототипе ТКС СН до и после внедрения усовершенствованного протокола PNNI

TABLE 3. Results of Increasing the Stability of Information Connections for 1th Router in the Network Prototype Before and after Using of the Improved PNNI Protocol

Исходные данные: $P_{\text{Пор МЛС}} = 0,05; P_{\text{Пор КА-ШС}} = 0,1; P_{\text{Пор наз}} = 0$			
ИНС	P_{y1}	$P_{y_{k+1}}$	E
1-2	0,9	0,9999	11 %
1-3	0,9	0,9999	11 %
1-4	0,9	0,9999	11 %
1-5	0,9	0,9998	11 %
1-6	1	1	0 %
$P_{y_{cp}}$	0,92	0,9999	–
Среднее значение E на ИНС			8,8 %

Продолжение таблицы 3

Table 3 Continued

Исходные данные: $P_{\text{Пор МЛС}} = 0,1; P_{\text{Пор КА-ШС}} = 0,2; P_{\text{Пор наз}} = 0$			
ИНС	P_{y1}	$P_{y_{k+1}}$	E
1-2	0,8	0,9971	24,6 %
1-3	0,8	0,9984	24,8 %
1-4	0,8	0,9983	24,8 %
1-5	0,8	0,9996	25 %
1-6	1	1	0 %
$P_{y_{cp}}$	0,84	0,9987	–
Среднее значение E на ИНС			19,8 %

Продолжение таблицы 3

Table 3 Continued

Исходные данные: $P_{\text{Пор МЛС}} = 0,2; P_{\text{Пор КА-ШС}} = 0,3; P_{\text{Пор наз}} = 0$			
ИНС	P_{y1}	$P_{y_{k+1}}$	E
1-2	0,7	0,9741	39,2 %
1-3	0,7	0,9858	40,8 %
1-4	0,7	0,9867	41,8 %
1-5	0,7	0,9916	41,7 %
1-6	1	1	0 %
$P_{y_{cp}}$	0,76	0,9876	–
Среднее значение E на ИНС			32,5 %

Анализ результатов, представленных в таблице 3 показывает, что внедрение усовершенство-

ванного протокола PNNI позволяет повысить уровень устойчивости исходящих ИНС маршрутизатора №1. Проведя аналогичные вычисления для исходящих ИНС всех маршрутизаторов прототипа ТКС СН с учетом различных вероятностей поражения способами РЭП межспутниковых линий связи и линий связи КА-ШС (ШС-КА), получим итоговые значения уровня повышения устойчивости прототипа ТКС СН, представленные в таблице 4. Отметим, что такое повышение устойчивости достигнуто на ТКС СН с относительно простой топологией. С увеличением топологической сложности сети достигаемый выигрыш будет возрастать.

ТАБЛИЦА 4. Результаты повышения устойчивости прототипа ТКС СН после внедрения усовершенствованного протокола PNNI

TABLE 3. Results of Increasing the Stability of Information Connections for Whole Network Prototype after Using of the Improved PNNI Protocol

Исходные данные: $P_{\text{Пор МЛС}} = 0...0,4; P_{\text{Пор КА-ШС}} = 0...0,4; P_{\text{Пор наз}} = 0$						
$P_{\text{Пор КА-ШС}}$	$P_{\text{Пор МЛС}}$					
		0	0,1	0,2	0,3	0,4
	0	0 %	10 %	24 %	45 %	78 %
	0,1	7 %	17 %	31 %	52 %	85 %
	0,2	16 %	26 %	40 %	60 %	92 %
	0,3	27 %	37 %	50 %	69 %	97 %
	0,4	41 %	50 %	61 %	77 %	99 %

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Задача повышения устойчивости ТКС с установлением соединений, в том числе и сетей на основе протокола PNNI, за счет использования многопутевой маршрутизации, не нова. По постановке задачи предлагаемое решение схоже с известными методами и математическими алгоритмами поиска k кратчайших путей в сети, представленных в работах [15–22], а также с известными теоретическими подходами, ориентированными на повышение структурной устойчивости ТКС, представленными в работах [23–43]. Новизной же представленного в данной работе решения, которое отличается от вышеуказанных известных работ, является следующее:

1) повышение устойчивости ТКС СН на основе протокола PNNI реализуется по двум направлениям – за счет повышения структурной связности сети и за счет снижения длительности переходных режимов;

2) для усовершенствования функций маршрутизации и сигнализации в протоколе PNNI предложено использовать модифицированный алгоритм Дейкстры [8], который одновременно с кратчайшими путями позволяет формировать и множество резервных путей;

3) в протоколы маршрутизации и сигнализации в составе PNNI введены дополнительные операции, выполняющие «горячее» и «холодное» резер-

вирование соединений на этапе их установки, а также переход этих соединений на резервные пути при изменении топологии ТКС СН, что позволяет избежать разрыва текущих соединений и снизить время восстановления связи при динамическом изменении как метрики отдельных элементов сети, так и ее топологии в целом.

Практическая значимость предложений по совершенствованию протокола PNNI заключается в том, что они применимы к широкому спектру сетей связи. К таким сетям можно отнести как ТКС СН, использующие для маршрутизации трафика протокол PNNI (например, для ССС [27, 33,

34]), так и ТКС общего пользования (например, для наземных сетей [23–26, 35, 38, 42, 43]), использующих протокол PNNI и различные варианты его реализации в составе современных технологий связи IP/MPLS, MPLS TE, ASON/ASTN, Open-Flow и т.д. Результаты моделирования показывают, что использование усовершенствованного протокола PNNI позволяет повысить устойчивость на величину до 90 % для сетей с относительно простой топологией. При этом с увеличением топологической сложности сети уровень повышения устойчивости в ней будет возрастать.

Список используемых источников

1. Макаренко С.И. Перспективы и проблемные вопросы развития сетей связи специального назначения // Системы управления, связи и безопасности. 2017. № 2. С. 18–68. DOI:10.24411/2410-9916-2017-10202
2. Макаренко С.И. Описательная модель сети связи специального назначения // Системы управления, связи и безопасности. 2017. № 2. С. 113–164. DOI:10.24411/2410-9916-2017-10205
3. Новиков С.Н. Подходы к моделированию функционирования сети связи большой размерности в условиях внешних деструктивных воздействий // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 4. С. 79–87.
4. Новиков С.Н. Моделирование функционирования сети связи в условиях внешних деструктивных воздействий // Интерэкспо Гео-Сибирь. 2018. № 7. С. 203–220.
5. Новиков С.Н. Математическая модель функционирования современных систем телекоммуникаций в условиях внешних преднамеренных разрушающих воздействий // Интерэкспо Гео-Сибирь. 2019. Т. 9. С. 3–14.
6. Макаренко С.И. Время сходимости протоколов маршрутизации при отказах в сети // Системы управления, связи и безопасности. 2015. № 2. С. 45–98. DOI:10.24411/2410-9916-2015-10203
7. Макаренко С.И. Метод обеспечения устойчивости телекоммуникационной сети за счет использования ее топологической избыточности // Системы управления, связи и безопасности. 2018. № 3. С. 14–30. DOI:10.24411/2410-9916-2018-10302
8. Цветков К.Ю., Макаренко С.И., Михайлов Р.Л. Формирование резервных путей на основе алгоритма Дейкстры в целях повышения устойчивости информационно-телекоммуникационных сетей // Информационно-управляющие системы. 2014. № 2 (69). С. 71–78.
9. Макаренко С.И. Усовершенствованный протокол маршрутизации OSPF, обеспечивающий повышенную устойчивость сетей связи // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 2. С. 82–90. DOI:10.31854/1813-324x-2018-2-82-90
10. Макаренко С.И. Усовершенствованный протокол маршрутизации EIGRP, обеспечивающий повышенную устойчивость сетей связи // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 3. С. 65–73. DOI:10.31854/1813-324x-2018-4-3-65-73
11. Cornely T., Oster G., Cherukuri R., Dykeman D. Private Network – Network Interface. Specification Version 1.1 (Relative to af-pnni-0055.000). New York: ATM Forum, 2002. 522 p. URL: www.broadband-forum.org/download/af-pnni-0055.001.pdf (дата обращения: 30.03.2020)
12. Новиков С.Н. Методы маршрутизации на цифровых широкополосных сетях связи. Часть 2. Новосибирск: СибГУТИ, 2008. 59 с.
13. Cisco PNNI Network Planning Guide for MGX and SES Products. Release 5.2. San Jose: Cisco Systems, 2005. 88 p. URL: https://www.cisco.com/c/en/us/td/docs/switches/wan/mgx/mgx_8850/software/mgx_r5-2/data/pnni/network/planning/guide/ppg.pdf (дата обращения: 30.03.2020)
14. Михайлов Р.Л., Макаренко С.И. Оценка устойчивости сети связи в условиях воздействия на неё дестабилизирующих факторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2013. № 4(12). С. 69–79.
15. Yen J.Y. Finding the k Shortest Loopless Paths in a Network // Management Science. 1971. Vol. 17. Iss. 11. PP. 712–716. DOI:10.1287/mnsc.17.11.712
16. Shier D.R. On algorithms for finding the k shortest paths in a network // Networks. 1979. Vol. 9. Iss. 3. PP. 195–214.
17. Aihara K. Approach to Enumerating Elementary Paths and Cutsets by Gaussian Elimination Method // Electronics & Communications in Japan. 1975. Vol. 58. Iss. 1. PP. 1–10.
18. Ahuja R.K., Mehlhorn K., Orlin J., Tarjan R.E. Faster algorithms for the shortest path problem // Journal of the ACM. 1990. Vol. 37. Iss. 2. PP. 213–223. DOI:10.1145/77600.77615
19. Anily S., Hassin R. Ranking the Best Binary Trees // SIAM Journal on Computing. 1989. Vol. 18. Iss. 5. PP. 882–892. DOI:10.1137/0218060
20. Eppstein D. Finding the k Shortest Paths // SIAM Journal on computing. 1998. Vol. 28. Iss. 2. PP. 652–673. DOI:10.1137/S0097539795290477
21. Althöfer I. On the K -Best Move in Computer Chess: Measuring the Similarity of Move Proposals // ICGA Journal. 1997. Vol. 20. Iss. 3. PP. 152–165. DOI:10.3233/ICG-1997-20303
22. Aljazzar H., Leue S. K*: A heuristic search algorithm for finding the k shortest paths // Artificial Intelligence. 2011. Vol. 175. Iss. 18. PP. 2129–2154. DOI:10.1016/j.artint.2011.07.003
23. Канаев А.К., Лукичев М.М. Анализ различных подходов к формированию ранжированных множеств маршрутов на транспортной сети связи // Юбилейная 70-я всероссийская научно-техническая конференция, посвященная Дню

радио (Санкт-Петербург, Россия, 21–29 апреля 2015). Санкт-Петербург: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В.И. Ульянова (Ленина), 2015. С. 268–270.

24. Минович А. И., Романюк В. А. Маршрутизация в мобильных радиосетях: проблема и пути ее решения // Зв'язок. 2006. № 7. С. 49–55.

25. Поповский В.В., Лемешко А.В., Мельникова Л.И., Андрушко Д.В. Обзор и сравнительный анализ основных моделей и алгоритмов многопутевой маршрутизации в мультисервисных телекоммуникационных сетях // Прикладная радиоэлектроника. 2005. Т. 4. № 4. С. 372–382. URL: http://alem.ucoz.ua/_ld/0/10_Lemeshko_PRE_20.pdf (дата обращения 30.03.2020)

26. Лемешко А.В., Козлова Е.В., Романюк А.А. Математическая модель отказоустойчивой маршрутизации, представленная алгебраическими уравнениями состояния MPLS-сети // Системы обработки информации. 2013. № 2(109). С. 217–220.

27. Михайлов Р.Л. Помехозащищенность транспортных сетей связи специального назначения. Череповец: ЧВВИУРЭ, 2016. 128 с.

28. Михайлов Р.Л. Модели и алгоритмы маршрутизации в транспортной наземно-космической сети связи военного назначения // Системы управления, связи и безопасности. 2015. № 3. С. 52–82.

29. Luo M., Zeng Y., Li J., Chou W. An adaptive multi-path computation framework for centrally controlled network // Computer Networks. 2015. Vol. 83. PP. 30–44. DOI:10.1016/j.comnet.2015.02.004

30. Kalyanaraman H.T.K.S., Weiss A., Kanwar S., Gandhi A. BANANAS: A Framework for Explicit, Multipath Routing in the Internet // Proceedings of the ACM SIGCOMM workshop on Future directions in network architecture. 2003. PP. 277–288. DOI:10.1145/944759.944766

31. Sheu S.T., Chuang Y.R. Alternative routing based network architecture (ARBNA) for ATM switches // IEICE transactions on communications. 2000. Vol. E83-B. Iss. 2. PP. 214–224.

32. Soncodi A.C. Signaling protocol for rerouting ATM connections in PNNI environments. Patent US, no. 6111881, 29.08.2000.

33. Иванов В.И. Алгоритм централизованной многопутевой маршрутизации с балансировкой нагрузки в негостационарной спутниковой системе связи с межспутниковыми линиями // Системы управления, связи и безопасности. 2018. № 3. С. 69–105.

34. Михайлов Р.Л. Описательные модели систем спутниковой связи как космического эшелона телекоммуникационных систем специального назначения. СПб.: Научно-технические технологии, 2019. 150 с.

35. Егунов М.М., Шувалов В.П. Анализ структурной надежности транспортной сети // Вестник СибГУТИ. 2012. № 1. С. 54–60.

36. Грызунов В.В. Оценивание живучести неоднородных структур // Вестник СибГУТИ. 2011. № 1. С. 28–36.

37. Кузюрин Н.Н., Фомин С. А. Покрывание графов циклами и быстрое восстановление оптоволоконных сетей // Труды института системного программирования. 2004. № 5. С. 249–268.

38. Нижадзе Т.З. Разработка и исследование модели алгоритма динамической маршрутизации для сетей GMPLS. Дис. ... канд. техн. наук. Вологда: Вологодский государственный технический университет, 2007. 161 с.

39. Громов Ю.Ю., Драчев В.О., Набатов К.А., Иванова О.Г. Синтез и анализ живучести сетевых систем: монография. М.: Издательство Машиностроение-1, 2007. 152 с.

40. Додонов А.Г., Ландз Д.В. Живучесть информационных систем. К.: Наукова думка, 2011. 256 с.

41. Попков В.К. Математические модели связности. Новосибирск: ИВМиМГ СО РАН, 2006. 460 с.

42. Корячко В.П., Перепелкин Д.А. Анализ и проектирование маршрутов передачи в корпоративных сетях. М.: Горячая линия – Телеком, 2012. 236 с.

43. Перепелкин Д.А. Динамическое формирование структуры и параметров линий связи корпоративной сети на основе данных о парных перестановках маршрутов // Информационные технологии. 2014. № 4. С. 52–60.

* * *

Improved Routing and Signaling Functions of PNNI Protocol for High Network Stability

S. Makarenko^{1, 2, 3} 

¹Saint Petersburg Institute for Informatics and Automation of the Russian Academy of Sciences, St. Petersburg, 199178, Russian Federation

²Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", St. Petersburg, 197376, Russian Federation

³Intel Group Corporation Ltd, St. Petersburg, 197372, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-45-59

Received 1st April 2020

Accepted 22nd April 2020

For citation: Makarenko S. Improved Routing and Signaling Functions of PNNI Protocol for High Network Stability. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(2):45–59. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-45-59

Abstract: The improved routing and signaling functions of PNNI protocol is presents in the paper. The improved this function of PNNI protocol are to use topological network redundancy and create backup paths. This improved PNNI provides high network stability, if the network topology changes rapidly.

Keywords: network, routing protocol, network stability, network convergence time, PNNI.

References

1. Makarenko S.I. Prospects and Problems of Development of Communication Networks of Special Purpose. *Systems of Control, Communication and Security*. 2017;2:18–69. (in Russ.) DOI:10.24411/2410-9916-2017-10202
2. Makarenko S.I. Descriptive Model of a Special Purpose Communication Network. *Systems of Control, Communication and Security*. 2017;2:113–164. (in Russ.) DOI:10.24411/2410-9916-2017-10205
3. Novikov S.N. The Approach to Modeling of a Large-Dimension Network Functioning in Conditions of External Destructive Effects. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2017;3(4):79–87. (in Russ.)
4. Novikov S.N. Modeling of the performance of network communication in terms of external destructive influences. *Interekspo GEO-Sibir*. 2018;7:203–220. (in Russ.)
5. Novikov S.N. Mathematical model of functioning of modern telecommunication systems in the conditions of external deliberate destructive influences. *Interekspo GEO-Sibir*. 2019;9:3–14. (in Russ.)
6. Makarenko S.I. Convergence Time of IGP Routing Protocol. *Systems of Control, Communication and Security*. 2015;2:45–98. (in Russ.) DOI:10.24411/2410-9916-2015-10203
7. Makarenko S.I. Stability method of telecommunication network with using topological redundancy. *Systems of Control, Communication and Security*. 2018;3:14–30. (in Russ.) DOI:10.24411/2410-9916-2018-10302
8. Tsvetov K.U., Makarenko S.I., Mikhailov R.L. Forming of Reserve Paths Based on Dijkstra's Algorithm in the Aim of the Enhancement of the Stability of Telecommunication Networks. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*. 2014;69(2):71–78. (in Russ.)
9. Makarenko S.I. The Improved OSPF Protocol for High Network Stability. *Proc. of Telecom. Universities*. 2018;4(2):82–90. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324x-2018-2-82-90
10. Makarenko S.I. The Improved EIGRP Protocol for High Network Stability. *Proc. of Telecom. Universities*. 2018;4(3):65–73. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2018-4-3-65-73
11. Cornely T., Oster G., Cherukuri R., Dykeman D. Private Network – Network Interface. Specification Version 1.1 (Relative to af-pnni-0055.000). New York: ATM Forum; 2002. Available from: www.broadband-forum.org/download/af-pnni-0055.001.pdf [Accessed 30th March 2020]
12. Novikov S.N. *Routing Methods on Digital Broadband Communication Networks. Part 2*. Novosibirsk: Siberian State University of Telecommunications and Information Science; 2008. (in Russ.)
13. Cisco PNNI Network Planning Guide for MGX and SES Products. Release 5.2. San Jose: Cisco Systems; 2005. Available from: https://www.cisco.com/c/en/us/td/docs/switches/wan/mgx/mgx_8850/software/mgx_r5-2/data/pnni/network/planning/guide/ppg.pdf [Accessed 30th March 2020]
14. Mikhailov R.L., Makarenko S.I. Estimating Communication Network Stability under the Conditions of Destabilizing Factors Affecting it. *Radio and telecommunication systems*. 2013;4(12):69–79. (in Russ.)
15. Yen J.Y. Finding the k Shortest Loopless Paths in a Network. *Management Science*. 1971;17(11):712–716. DOI:10.1287/mnsc.17.11.712
16. Shier D.R. On algorithms for finding the k shortest paths in a network. *Networks*. 1979;9(3):195–214.
17. Aihara K. Approach to Enumerating Elementary Paths and Cutsets by Gaussian Elimination Method. *Electronics & Communications in Japan*. 1975;58(1):1–10.
18. Ahuja R.K., Mehlhorn K., Orlin J., Tarjan R.E. Faster algorithms for the shortest path problem *Journal of the ACM*. 1990;37(2):213–223. DOI:10.1145/77600.77615
19. Anily S., Hassin R. Ranking the Best Binary Trees. *SIAM Journal on Computing*. 1989;18(5):882–892. DOI:10.1137/0218060
20. Eppstein D. Finding the k Shortest Paths. *SIAM Journal on Computing*. 1998;28(2):652–673. DOI:10.1137/S0097539795290477
21. Althöfer I. On the K-Best Mode in Computer Chess: Measuring the Similarity of Move Proposals. *ICGA Journal*. 1997;20(3):152–165. DOI:10.3233/ICG-1997-20303
22. Aljazzar H., Leue S. K*: A heuristic search algorithm for finding the k shortest paths. *Artificial Intelligence*. 2011; 175(18):2129–2154. DOI:10.1016/j.artint.2011.07.003
23. Kanaev A.K., Lukichev M.M. Analysis of Various Approaches to the formation of ranked sets of routes on a Transport Communication Network. 70th Anniversary All-Russian Scientific and Technical Conference Dedicated to Radio Day, 21–29 April 2015, St. Petersburg, Russia. St. Petersburg: Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"; 2015. p.268–270. (in Russ.)
24. Minochkin A.I., Romaniuk V.A. Routing in Mobile Radio Networks: the Problem and Its Solution. *Zv'iazok*. 2006;7:49–55 (in Russ.)
25. Popovskii V.V., Lemeshko A.V., Melnikova L.I., Andrushko D.V. Overview and Comparative Analysis of the Main Models and Algorithms of Multi-Path Routing in Multiservice Telecommunication Networks. *Prikladnaia radioelektronika*. 2005;4(4): 372–382. (in Russ.) Available from: http://alem.ucoz.ua/_ld/0/10_Lemeshko_PRE_20.pdf [Accessed 30th March 2020].

26. Lemesko O.V., Kozlova H.V., Romanyuk A.O. A Mathematical Model of Fault-tolerant Routing, Presented Algebraic Equations of MPLS-Network State. *Sistemy obrobki informacii*. 2013;109(2):217–220. (in Russ.)
27. Mikhailov R.L. *Noise Immunity of Transport Networks for Special Purposes*. Cherepovets: The Cherepovets Higher Military Engineering School of Radio Electronics; 2016. 128 p. (in Russ.)
28. Mikhailov R.L. Routing models and algorithms of transport terrestrial-cosmic military network. *Systems of Control, Communication and Security*. 2015;3:52–82. (in Russ.)
29. Luo M., Zeng Y., Li J., Chou W. An adaptive multi-path computation framework for centrally controlled networks. *Computer Networks*. 2015;83:30–44. DOI:10.1016/j.comnet.2015.02.004
30. Kalyanaraman H.T.K.S., Weiss A., Kanwar S., Gandhi A. BANANAS: A Framework for Explicit, Multipath Routing in the Internet. *Proceedings of the ACM SIGCOMM workshop on Future directions in network architecture*. 2003. p.277–288. DOI:10.1145/944759.944766
31. Sheu S.T., Chuang Y.R. Alternative routing based network architecture (ARBNA) for ATM switches. *IEICE transactions on communications*. 2000;83(2):214–224.
32. Soncodi A.C. *Signaling protocol for rerouting ATM connections in PNNI environments*. Patent US, no. 6111881, 29.08.2000.
33. Ivanov V.I. Algorithm of centralized multipath routing with load balancing for nongeostationary telecommunication satellite system with intersatellite links. *Systems of Control, Communication and Security*. 2018;3:69–105. (in Russ.)
34. Mihajlov R.L. *Descriptive models of satellite communication systems as a space echelon of special-purpose telecommunications systems*. St. Petersburg: Naukoemkie tehnologii Publ.; 2019. (in Russ.)
35. Egunov M.M., Shuvalov V.P. The Analysis of Structural Reliability of Traffic Nets. *Vestnik SibGUTY*. 2012;1: 54–60. (in Russ.)
36. Gryzunov V.V. The Estimation of Nonuniform Structures' Reliability. *Vestnik SibGUTY*. 2011;1:28–36. (in Russ.)
37. Kuziurin N.N., Fomin S.A. Covering Graphs by Cycles and Quick Restoration of Fiber Optic Networks. *Proceedings of the Institute for System Programming of the RAS*. 2004;5:249–268. (in Russ.)
38. Nizharadze T.Z. *The Model of Dynamic Routing Algorithm for GMPLS Networks, Research and Development*. Ph.D. Tesis. Vologda: Vologda State University; 2007. 161 p. (in Russ.)
39. Gromov Ju.Ju., Drachev V.O., Nabatov K.A., Ivanova O.G. *Synthesis and Analysis Net Systems Reliability*. Moscow: Mashinostroenie-1 Publ.; 2007. 152 p. (in Russ.)
40. Dadonov A.G., Lande D.V. *Survivability of the Information Systems*. Kiev: Naukova Dumka Publ.; 2011. 256 p. (in Russ.)
41. Popkov V.K. *Mathematical Models of Connectivity*. Novosibirsk: Institute of Computational Mathematics and Mathematical Geophysics, Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences, 2006. 460 p. (in Russ.)
42. Korjachko V.P., Perepelkin D.A. *The Analysis and Designing of Routes at Transmission in Corporate Networks*. Moscow: Goriachaia Liniia – Telecom Publ., 2012, 236 p. (in Russ.)
43. Perepelkin D.A. Dynamic Corporate Network Structure and Communication Links Loading Formation Based on Routes Pairs Permutations Data. *Informatsionnye tekhnologii*. 2014;4:52–60. (in Russ.).

Сведения об авторе:

МАКАРЕНКО
Сергей Иванович

доктор технических наук, доцент, ведущий научный сотрудник лаборатории проблем компьютерной безопасности Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации РАН, профессор кафедры информационной безопасности Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина), заместитель генерального директора на научной работе – главный конструктор ООО «Корпорация «Интел групп», mak-serg@yandex.ru
 <https://orcid.org/0000-0001-9385-2074>

Методический подход к интегральной оценке эффективности применения авиационных комплексов с БПЛА. Часть 1. Методики оценки эффективности решения задач радиосвязи и дистанционного мониторинга

Д.Г. Пантенков^{1*} 

¹ АО «Кронштадт» (Московский филиал по беспилотному направлению),

Москва, 115432, Российская Федерация

*Адрес для переписки: pantenkov88@mail.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 15.10.2019

Принята к публикации 14.05.2020

Ссылка для цитирования: Пантенков Д.Г. Методический подход к интегральной оценке эффективности применения авиационных комплексов с БПЛА. Часть 1. Методики оценки эффективности решения задач радиосвязи и дистанционного мониторинга // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 2. С. 60–78. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-60-78

Аннотация: В настоящее время особую актуальность и практическую значимость приобрело применение авиационных комплексов с беспилотными летательными аппаратами (БПЛА) различного класса и целевого назначения в интересах как специальных заказчиков, так и гражданского назначения. Современные БПЛА, применяемые как по отдельности, так и в составе группы, могут нести на борту одновременно несколько целевых нагрузок, построенных на различных физических принципах: многофункциональная оптико-электронная система, цифровая аэрофотосистема, бортовая радиолокационная станция, система радио- и радиотехнической разведки, система связи для передачи данных с целевых нагрузок (датчиков) на мобильное устройство (например, планшет) удаленному абоненту и т. д. При этом практически не освещенным остается вопрос определения оценки эффективности решения как отдельных целевых задач БПЛА, так и нахождения интегральной оценки эффективности применения авиационных комплексов с БПЛА при решении набора целевых задач (последовательно или последовательно-параллельно во времени) с учетом их приоритетности и ряда других факторов. Научно-техническая статья структурно состоит из трех частей. В первой части разработан научно-методический подход к определению оценок эффективности решения частных целевых задач связи и дистанционного мониторинга комплексом с БПЛА по критерию вероятности их решения. В рамках данного подхода разработан математический аппарат функциональной зависимости вероятностей решения частных целевых задач с проектными параметрами целевых нагрузок в составе БПЛА с учетом особенностей его функционирования и в условиях имеющихся ограничений и допущений. Научно-методический подход позволяет уже на этапе формирования тактико-технического задания на комплекс с БПЛА получить расчетным методом количественные оценки вероятностей решения частных целевых задач с учетом технического задатка предприятий промышленности по ключевым компонентам из состава комплекса (целевые нагрузки, комплекс средств связи и т. д.). Разработанный в статье методический аппарат является универсальным и инвариантным к входным параметрам, т. е. количеству решаемых целевых задач, этапности функционирования комплекса с БПЛА, и может быть легко адаптирован под новые условия применения. При этом необходимо отметить, что результатом статьи является методический аппарат нахождения именно интегральной оценки. Определение оценок эффективности при групповом применении БПЛА, а также с учетом возможного противодействия, выходит за рамки настоящей статьи и является направлением дальнейших исследований по данной тематике.

Ключевые слова: комплексы с БПЛА, интегральная оценка эффективности, целевые задачи, вероятность решения, радиосвязь, дистанционный мониторинг, оптико-электронная система, цифровая аэрофотосистема высокого разрешения, радиолокационная система, расчетные параметры.

Введение

В настоящее время системы и комплексы с беспилотными летательными аппаратами (БПЛА) находят широкое применение, как в различных отраслях народного хозяйства, так и в интересах специальных заказчиков. В случае, когда с политической, экономической или технической точек зрения пилотируемые летательные аппараты для решения поставленных целевых задач использовать нецелесообразно, на помощь приходят БПЛА. Комплексы с БПЛА чаще всего решают задачи мониторинга; получаемая с их помощью информация позволяет осуществлять оценку состояния земной поверхности и воздушного пространства. В то же время задачи, решаемые с помощью комплексов с БПЛА, могут быть существенно шире: на их базе могут быть реализованы системы связи, управления и, собственно, практически все комплексы и системы, реализуемые на пилотируемой авиации.

Комплексы с БПЛА являются сложными техническими системами, эффективность применения которых зависит как от тактико-технических характеристик самого беспилотного носителя, так и от возможностей элементов бортового комплекса с БПЛА и наземных компонентов. Кроме того, изменение условий оптической видимости, радиоэлектронной обстановки, а также наличие противодействия в зоне действия БПЛА существенно снижают эффективность его применения.

Разработка методического подхода к оценке эффективности требуется с целью:

- обоснованного формирования тактико-технических требований к вновь создаваемым образцам комплексов с БПЛА на этапе написания тактико-технического задания на НИОКР;
- сравнения между собой различных типов комплексов с БПЛА;
- определения условий применения, в которых эффективность комплексов с БПЛА стремится к максимуму;
- разработки мероприятий по оптимальному (рациональному) использованию комплексов с БПЛА.

В процессе функционирования комплексов с БПЛА имеют место различные этапы, используются различные подсистемы, устройства и режимы их работы, выполняются различные операции. В связи с этим системные показатели эффективности могут быть оценены крайне большим количеством параметров [1–36].

При разработке комплекса с БПЛА всегда стремятся создать его вариант, наилучшим образом соответствующий своему целевому предназначению. Однако любой комплекс рационален только с точки зрения удовлетворения выбранных критериев, поэтому рассмотрим критерии, позволяющие оценить его эффективность по различным правилам. Наиболее часто для этого используют экстремаль-

ные, ограничительные (пороговые), фиксирующие и смешанные критерии.

Для нахождения интегральной оценки эффективности решения наборов целевых задач [19] требуется разработать методический аппарат, позволяющий функционально увязать заложенные в радиоэлектронное оборудование целевые нагрузки, и наземной части проектные параметры аппаратуры (с учетом выбранной структуры и схмотехнических решений) с величиной показателя эффективности, оценив тем самым оптимальность (рациональность) конечного технического облика комплекса с БПЛА.

В работах [37–40] рассмотрены вопросы оценки эффективности противодействия комплексам с БПЛА в части физического захвата, радиоэлектронного подавления, поражения лазерными средствами, и получены количественные оценки.

Проведенный анализ монографий, технической литературы, научно-технических статей и материалов конференций показал, что методический аппарат нахождения интегральной оценки эффективности применения комплекса с БПЛА при решении сразу набора целевых задач в зависимости от этапа функционирования и от проектных параметров целевых нагрузок до настоящего времени не известен.

На рисунке 1 представлена типовая схема взаимодействия составных частей перспективного комплекса с БПЛА с указанием расширенного перечня его потенциальных целевых задач. В рамках первой части статьи (из 3-х частей) представлен научно-методический аппарат решения задач 1–4.

1. Передача оперативной информации мобильным группам различного назначения

Суть первой целевой задачи заключается в симплексной передаче целевой информации в виде фотоданных, видеоинформации от БПЛА на мобильное устройство типа планшет удаленному (относительно БПЛА и наземного комплекса приема, передачи и обработки информации) потребителю. Постановка рассматриваемой первой целевой задачи носит упрощенный характер, поскольку изначально предполагается, что:

- объем передаваемых данных и своевременность информации достаточные для визуализации информации на мобильном планшете (это обеспечивается оптимальным выбором современных сигнально-кодовых конструкций, достаточным уровнем энергетического бюджета радиолинии, использованием ненаправленных антенн на прием);
- потребные частотные ресурсы для передачи целевой информации от БПЛА на мобильный планшет выделены в соответствии с радиочастотной заявкой.

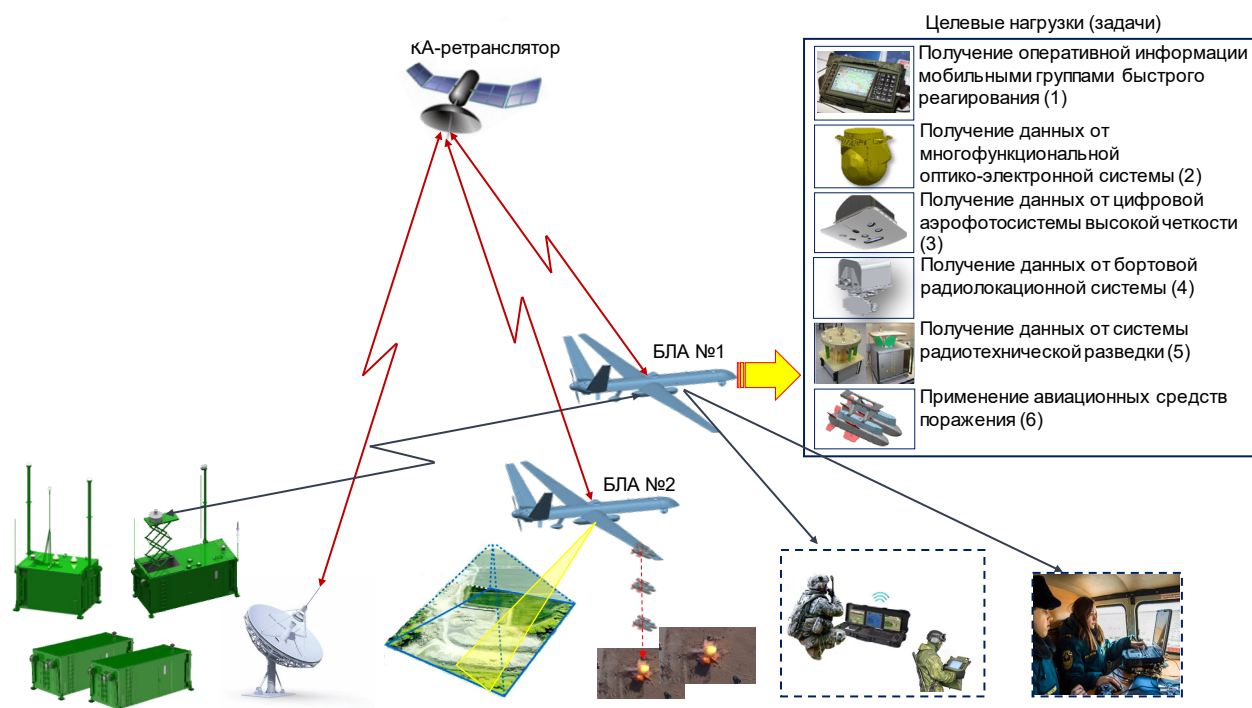


Рис. 1. Типовая схема взаимодействия составных частей перспективного комплекса с БПЛА

Fig. 1. Typical Scheme of Interaction of Components of a Promising Complex with a UAV

Как показано в [20], аналитические выражения для определения вероятностей ошибки на бит передаваемой информации для сигналов BPSK $P_{b \text{ BPSK}}$, QPSK $P_{b \text{ QPSK}}$, M-QAM $P_{b \text{ M-QAM}}$, которые соответствую-

ют вероятности правильного решения первой целевой задачи – передаче оперативной информации мобильным группам различного назначения – определяются как (1–4).

$$P_1 = (1 - P_b)^Z, \quad (1)$$

$$P_{b \text{ BPSK}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} \int_A^\infty e^{-\frac{x^2}{2N}} dx, \quad (2)$$

$$P_{b \text{ QPSK}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} \int_A^\infty e^{-\frac{x^2}{4N}} dx, \quad (3)$$

$$P_{b \text{ M-QAM}} = \frac{1}{\log_2 M} \left(1 - \left[1 - \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \left[1 - \operatorname{erf} \left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M \cdot E_b}{2(M-1)N_0}} \right) \right] \right] \right), \quad (4)$$

где P_1 – вероятность правильного решения первой целевой задачи; Z – число символов (бит) в передаваемом пакете информации; A – амплитуда огибающей сигнала; N – мощность шума; E_b – энергия на бит входного сигнала; N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности шума на входе приемного фильтра; M – позиционность модуляции цифрового сигнала; $P_{b \text{ BPSK}}$, $P_{b \text{ QPSK}}$, $P_{b \text{ M-QAM}}$ – вероятность ошибки на бит передаваемых сигналов для BPSK, QPSK и M-QAM.

На рисунке 2 представлена зависимость вероятности ошибки на бит передаваемой информации P_b от отношения сигнал/шум на входе приемника P_b/N_0 для различных видов сигналов и скоростей кодирования.

2. Получение данных от многофункциональной оптико-электронной системы и от цифровой аэрофотосистемы высокой четкости

Технический облик многофункциональной оптико-электронной системы (МОЭС) характеризуется большим количеством параметров, определяемых

не только характеристиками матричных приемников излучения (МПИ) каждого канала, но характеристиками оптической системы и оптико-механической схемы построения изображения в каждом из них, техническими и эксплуатационными параметрами, а также рядом других показателей [1].

Основными параметрами, определяющими разведывательные возможности МОЭС, являются:

- рабочий спектральный диапазон;
- элементарное поле зрения (диапазон значений элементарного поля зрения), приведенное к

типовым значениям контраста изображений объектов съемки;

- угловой захват (диапазон значений углового захвата);
- диапазон высот применения.

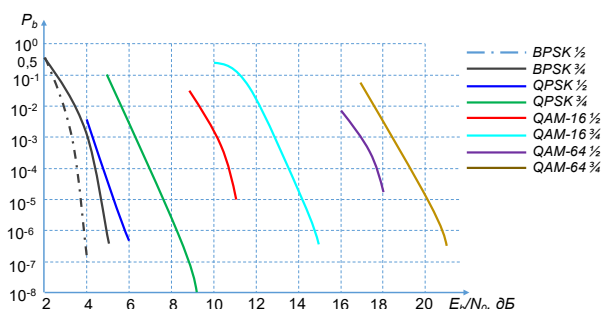


Рис. 2. Зависимость P_b от E_b/N_0

Fig. 2. The Dependence of P_b on E_b/N_0

Для сравнения МОЭС и выбора рационального варианта для включения в состав целевой нагрузки БПЛА целесообразно использовать обобщенный показатель эффективности МОЭС, представляющий собой функцию указанных выше основных параметров. При его разработке применяется подход, широко используемый при оценке эффективности МОЭС воздушной разведки и наблюдения объектов различных классов [1].

В соответствии с данным подходом в качестве одного из основных показателей рассматривается максимальный эффективный захват, обеспечиваемый системой в заданном диапазоне рабочих высот ее применения при решении типовых задач воздушной разведки. При этом под эффективным захватом $L_{эфф}$ понимается полоса местности, захватываемая МОЭС поперек направления полета, в пределах которой обеспечивается вскрытие объектов разведки с требуемым уровнем подробности с вероятностью не ниже заданного граничного значения. В качестве граничного значения вероятности $P_{гран}$ часто принимаются значения, лежащие в пределах 0,75...0,95 в зависимости от задач разведки (наблюдения).

Как показывают результаты многолетних теоретических и экспериментальных исследований [1, 19–21], существует функциональная зависимость вероятности обнаружения и распознавания объектов разведки с помощью иконических средств воздушной разведки от обеспечиваемого ими линейного разрешения на местности, что позволяет поставить в соответствие граничному значению вероятности $P_{гран}$ граничное значение требуемого линейного разрешения на местности $R_{гран}$. Значения $R_{гран}$ зависят от объектов, которые должны вскрываться с использованием МОЭС при решении задач с применением того или иного комплекса с БПЛА, и лежат в подавляющем большинстве случаев в диапазоне 0,05...1,0 м.

С учетом отмеченной выше зависимости эффективный захват МОЭС можно рассматривать как по-

лосу местности, в пределах которой обеспечивается линейное разрешение не выше граничного применительно к соответствующим задачам и объектам разведки (наблюдения).

В зависимости от требований, предъявляемых к конкретной ситуации мониторинга, могут решаться задачи как обнаружения объектов, так и их распознавания, при этом используют следующие категории классификации [1]:

1) вид – наиболее общая категория классификации, объединяющая родственные объекты одного вида (например, подвижная сухопутная техника, стационарные объекты);

2) класс – категория классификации, объединяющая объекты, близкие по назначению или характеристикам (например, легковые автомобили, грузовые автомобили, люди);

3) тип – категория классификации, объединяющая конкретные наименования объектов (например, грузовой автомобиль типа «Зил-433362»).

В данной научно-технической статье будут рассматриваться только варианты распознавания объектов до типа и класса.

В качестве основных параметров, характеризующих возможности МОЭС, принята вероятность обнаружения P_o или распознавания P_p объекта до заданного уровня подробности. Аналитическое выражение для вероятности правильного решения второй/третьей целевой задачи – получения видеозаписи с МОЭС/фотоданных с цифровой аэросистемы (ЦАФС) – запишем в виде [1]:

$$P_{2,3} = \begin{cases} P_o = P_{oo} + P_{ot} - P_{oo} \cdot P_{ot} \text{ (день)}; \\ P_o = P_{oo} \text{ (ночь)}; \\ P_p = P_{po} + C_T \cdot P_{pt}(1 - P_{po}) \text{ (день)}; \\ P_p = P_{po} \text{ (ночь)}, \end{cases} \quad (5)$$

где P_o , P_p – вероятности обнаружения и распознавания объекта; P_{oo} , P_{po} – вероятности обнаружения и распознавания объекта без учета тени; P_{ot} , P_{pt} – вероятности обнаружения и распознавания объектов с учетом тени.

В свою очередь, выражение для расчета вероятностей P_{po} и P_{pt} , входящих в выражение (5), имеет вид:

$$P_{p,o} = P_{oo,ot} \cdot \exp \left\{ -B_{o,t} \cdot \frac{\Delta l_{o,t}^2}{L_{zo,et}^2} \right\}, \quad (6)$$

где $B_{o,t}$ – коэффициент формы для объекта и его тени; $\Delta l_{o,t}$ – линейное разрешение на местности для объекта и его тени (м); $L_{zo,et}$ – эквивалентный линейный размер для проекции объекта и его тени (м).

При этом значения $B_{o,t}$ и $L_{zo,et}$ вычисляются в соответствии со следующими выражениями:

$$B_{o,t} = \frac{G_{o,t} \cdot r_{o,t}}{S_{o,t}}, L_{zo,et} = 1,13 \cdot \sqrt{S_{o,t}}, \quad (7)$$

где $G_{o,T}$, $r_{o,T}$, $S_{o,T}$ – периметры проекций объекта и его тени (м), среднеарифметическое значение радиусов наибольшей вписанной и наименьшей описанной окружностей для проекций объекта и его тени (м) и площади проекций объекта и его тени (м²), соответственно; здесь и далее подразумевается проекция на плоскость перпендикулярно линии визирования МОЭС.

Для случая ведения мониторинга днем определение коэффициента тени C_T , входящего в выражение (5), осуществляется следующим образом [1]:

$$C_T = \begin{cases} 0,3 & \text{при } h_0 \geq 5\sqrt{S_{o,T}}; \\ 0,1 & \text{при } h_0 < 5\sqrt{S_{o,T}}; \\ 0 & \text{для объекта, тень которого} \\ & \text{скрыта от ИСМ,} \end{cases} \quad (8)$$

где h_0 – высота объекта (м).

Алгоритмы расчета значений $P_{oo,OT}$ и $\Delta l_{o,T}$, входящих в выражение (6), имеют ряд различий для телевизионных систем и цифровых аэрофотосистем, работающих в диапазоне длин волн $\Delta\lambda = 0,4...1,1$ мкм или $\Delta\lambda = 0,9...1,7$ мкм, с одной стороны, и ИК-систем, работающих в диапазонах $\Delta\lambda = 3,2...5,2$ мкм или $\Delta\lambda = 8...14$ мкм, с другой стороны, обусловленных отличием моделей, описывающих влияние оптических свойств атмосферы на величину ослабления излучаемого (отражаемого) сигнала для указанных классов МОЭС. Ниже рассмотрены варианты алгоритмов расчета этих показателей отдельно для каждой из указанных групп средств.

Применительно к ОЭС видимого и ближнего ИК-диапазонов (0,4...1 мкм) $\Delta l_{o,T}$ определяется в соответствии с выражением [1, 3, 4]:

$$\Delta l_{o,T} = \frac{10^3 \cdot D_n}{F} \cdot \sqrt{\frac{S_{эл}}{\Phi(q_{01,T1})}}, \quad (9)$$

где D_n – наклонная дальность наблюдения (км); F – фокусное расстояние объектива (м); $S_{эл}$ – площадь элемента фотоприемника (м²); $q_{01,T1}$ – отношение сигнал/шум для участка объекта (тени), равного приведенному к местности элементу разложения фотоприемника; $\Phi(q_{01,T1})$ – интеграл вероятности, определяемый в соответствии с формулой [2]:

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left\{-\frac{1}{2} \cdot t^2\right\} dt. \quad (10)$$

Значения отношений q_{01} и q_{T1} , входящих в выражение (9), могут быть определены исходя из соотношения:

$$q_{01,T1} = \frac{k_{ц} \cdot (r_1 + r_2) \cdot |E_{o,T} - E_{\phi}| \cdot t_3}{(r_1 + r_2 + 2 \cdot \chi) \cdot H'_{ш}} - 3,2, \quad (11)$$

где E_o , E_{ϕ} , E_T – интегральные энергетические освещенности изображений объекта, фона и тени (Вт/м²); r_1 , r_2 – средневзвешенные в диапазоне рабочих длин волн ОЭС с учетом чувствительности приемника значения коэффициента яркости объекта и фона; χ – средневзвешенное в диапазоне рабочих длин волн ОЭС с учетом чувствительности приемника значение спектрального коэффициента задымленности атмосферы; $H'_{ш}$ – пороговая энергетическая экспозиция фотоприемника (Вт·с/м²); t_3 – время экспозиции (с); $k_{ц}$ – коэффициент, учитывающий влияние цифровой обработки изображений, принимаемый для типового варианта ОЭС, равным 1,17.

Входящие в (11) параметры $H'_{ш}$, r_1 , r_2 , χ определяются в соответствии со следующими выражениями [1, 3, 4]:

$$H'_{ш} = (0,205 \cdot 10^{-16} \cdot N_{экр}) / S_{эл},$$

$$r_1 = \frac{(\sum_{i=1}^n \eta_i \cdot r_{oi})}{\eta}, r_2 = \frac{(\sum_{i=1}^n \eta_i \cdot r_{\phi i})}{\eta}, \quad (12)$$

$$\chi = \frac{(\sum_{i=1}^n \eta_i \cdot \chi_i)}{\eta}, \eta = \sum_{i=1}^n \eta_i,$$

где r_{oi} , $r_{\phi i}$ – спектральные коэффициенты яркости объекта и фона для n значений длин волн λ_i в диапазоне $\Delta\lambda$; χ_i , η_i – спектральные коэффициенты задымленности атмосферы и квантовая эффективность фотоприемника для n значений длин волн λ_i в диапазоне $\Delta\lambda$; $N_{экр}$ – эквивалентное число шумовых электронов.

При наблюдении объектов в светлое время суток при вычислении величин E_o , E_{ϕ} , E_T используются выражения [1]:

$$E_o = 0,25 \cdot \theta^2 \cdot \tau_0 \Delta_{ш} \sum_{i=1}^n \alpha_i \cdot \eta_i \cdot \tau_i \cdot (r_{oi} + \chi_i) E_i,$$

$$E_{\phi} = 0,25 \cdot \theta^2 \cdot \tau_0 \Delta_{ш} \sum_{i=1}^n \alpha_i \cdot \eta_i \cdot \tau_i \cdot (r_{\phi i} + \chi_i) E_i, \quad (13)$$

$$E_T = 0,25 \cdot \theta^2 \cdot \tau_0 \Delta_{ш} \sum_{i=1}^n \alpha_i \cdot \eta_i \cdot \tau_i \cdot (E_{pi} \cdot r_{\phi i} + \chi_i) E_i,$$

где θ , τ_0 – относительное отверстие объектива и коэффициент пропускания оптической системы ОЭС (принимается в среднем $\tau_0 = 0,8$); $\Delta_{ш}$ – шаг дискретизации спектрального диапазона $\Delta\lambda$ (мкм); $\alpha_i = 0,5$ при $i = 1, i = n$; $\alpha_i = 1$ при $i \neq 1, i \neq n$; τ_i – спектральный коэффициент пропускания атмосферы на трассе «инструментальное средство мониторинга (ИСМ) – объект»; E_i , E_{pi} – спектральная плотность энергетической освещенности земной поверхности и ее составляющей, обусловленной рассеянием солнечной радиации (Вт/м²·мкм).

При ведении мониторинга в ночное время значения интегральных освещенностей изображения объекта E_o и фона E_{ϕ} (Вт/м²) определяются согласно выражению [1]:

$$E_{o,\phi} = 0,25 \cdot \theta^2 \cdot \tau_0 \cdot \tau_n \cdot r_{1,2} \cdot E_n, \quad (14)$$

$$\tau_n = \frac{(\sum_{i=1}^n \eta_i \cdot \tau_i)}{\eta},$$

где E_n – энергетическая освещенность земной поверхности ночью; τ_n – средневзвешенное в диапазоне $\Delta\lambda$ с учетом чувствительности фотоприемника значение коэффициента пропускания атмосферы.

Для расчета значений τ_i , входящих в выражения (13 и 14), вычисляются значения оптической толщины атмосферы на трассе «ИСМ-объект», обусловленной молекулярным k_{mi} и аэрозольным k_{Ai} рассеянием излучения для заданной длины волны λ_i , по следующим формулам [1]:

$$a_i = \alpha_0 \div (0,55/\lambda_i)^4, \quad (15)$$

$$k_{mi} = a_i \cdot D_n \cdot \frac{[1 - \exp(-a \cdot h)]}{(a \cdot h)},$$

$$b_i = 3,91 \cdot \frac{\left(\frac{0,55}{\lambda_i}\right)^{\left(0,585 S_M\right)^3}}{S_M}, \quad (16)$$

$$k_{Ai} = b_i \cdot D_n \cdot [1 - \exp(-\beta \cdot h)]/(\beta \cdot h);$$

где α_0 и a – показатель молекулярного рассеяния на длине волны 0,55 мкм и коэффициент затухания; β – коэффициент затухания излучения, обусловленного аэрозольным рассеянием, который вычисляется в зависимости от метеорологической дальности видимости S_M (км) по формуле:

$$\beta = 0,2 \cdot (6,658 - \ln S_M), \quad (17)$$

где h – высота наблюдения относительно поверхности Земли (км).

Затем результирующее значение τ_i определяется с помощью выражения:

$$\tau_i = \exp[-(k_{mi} + k_{Ai})]. \quad (18)$$

Расчет коэффициента задымленности χ_i атмосферы на длине волны λ_i в диапазоне 0,4...1,1 мкм, входящего в выражение (13), основывается на математических соотношениях, определяющих рассеяние энергии солнечного потока слоем атмосферы, расположенным над подстилающей поверхностью, отражающей по закону Ламберта. Последовательность шагов при вычислении χ_i состоит в следующем.

На основе зависимостей (15–18) определяются значения коэффициентов a_i, α, b_i и τ_i . Затем вычисляются полная оптическая толщина атмосферы k_{oi} в вертикальном направлении и ее составляющие k_{moi} и k_{Aoi} , обусловленные молекулярным и аэрозольным рассеянием излучения [1]:

$$k_{oi} = k_{moi} + k_{Aoi}, k_{moi} = \frac{a_i}{\alpha}, \quad (19)$$

$$k_{Aoi} = b_i \cdot [1 + (10 \cdot \beta - 1) \cdot \exp\{-5\beta\}].$$

После этого, используя результаты расчетов k_{oi}, k_{moi} и k_{Aoi} , значение угла ν_p между направлениями

«объект-Солнце» и «объект-ИСМ», определяемого текущими координатами ИСМ и объекта, а также датой и временем ведения наблюдения, вычисляется индикатриса рассеяния в соответствии с выражением:

$$x_{qi} = \frac{(0,75 k_{moi} \cdot (1 + \cos^2 \nu_p) + k_{Aoi} \cdot x_A)}{k_{oi}},$$

где x_A – параметр, определяемый по справочным таблицам в зависимости от ν_p и S_M ,

а также спектральный коэффициент пропускания атмосферы τ_{qi} в направлении «объект-Солнце»:

$$\tau_{qi} = \exp\{-k_{oi}/\sin(h_q)\}, \quad (20)$$

где h_q – относительная высота Солнца (град.).

Кроме этого вычисляется спектральный коэффициент яркости дымки [1]:

$$L_i = x_{pi} \cdot L_{1i} + L_{2i}, \quad (21)$$

$$L_{1i} = \frac{(1 - \tau_i \cdot \tau_{qi}) \cdot \sin(h_q)}{4 \cdot (\sinh_q + \cos \psi)}, \quad (22)$$

$$L_{2i} = (C_i - 3Q_i \cos \psi) \cdot (1 - \tau_i) + (3 - x_1) \times \\ \times Q_i \cdot k_{oi} \cdot \tau_i + (x_1 \cos \psi \sinh_q - 3 \sin^2 h_q) L_{1i}, \quad (23)$$

где ψ – угол визирования объекта из точки расположения ИСМ (град.); x_1 – параметр индикатрисы рассеяния атмосферы, определяемый по справочным таблицам в зависимости от S_M . Коэффициенты Q_i и C_i , входящие в выражение (23), определяются в соответствии с зависимостями вида:

$$Q_i = \frac{(1 - A_i) \cdot P_i \sinh_q}{(8 - 2 \cdot k_{oi} \cdot (3 - x_1) \times (1 - A_i))}, \quad (24)$$

где

$$P_i = 1 + 1,5 \sinh_q + \tau_{qi}(1 - 1,5 \sinh_q); \quad (25)$$

A_i – спектральные значения альбедо подстилающей поверхности;

$$C_i = 0,5 \cdot (1 + 1,5 \sinh_q) \cdot \sinh_q - 2Q_i. \quad (26)$$

После проведения вычислений в соответствии с (19–26) коэффициент χ_i определяется согласно [1] как:

$$\chi_i = \frac{(1 - A_i) \cdot L_i \cdot (1 - \exp\{-0,13h\})}{4Q_i \tau_i K_{obl}}, \quad (27)$$

где K_{obl} – коэффициент облачности, определяемый с помощью справочных таблиц в зависимости от характеристик облачности и высоты Солнца.

Для оценки показателей эффективности далее необходимо определить интегральные энергетические освещенности E_i и E_{pi} , входящие в выражение (13). Данные величины вычисляются с использованием зависимостей [1, 3, 4]:

$$E_i = \frac{E_{oi} \cdot (2P_i \cdot \sinh_q K_{obl})}{4 + k_{oi} \cdot (3 - x_1) \times (1 - A_i)}, \quad (28)$$

$$E_{oi} = \frac{7,1 \cdot 10^3 \cdot \lambda^{-5}}{\exp\{2,37/\lambda_i\} - 1}, \quad (29)$$

$$E_{pi} = E_i - E_{oi} \cdot \tau_{qi} \cdot \sinh q, \quad (30)$$

которые определяются с учетом (15–17, 19–20, 24).

Помимо этого, для нахождения вероятностей обнаружения объекта P_{oo} и его тени P_{oT} , входящих в выражения (5 и 6), рассмотрим следующие параметры.

1) Коэффициент $N_{o,T}$, учитывающий интегрирующие свойства зрительного анализатора [1]:

$$N_{o,T} = \begin{cases} 3,6 \cdot \sqrt{l_{\min o,T}/\Delta l_{o,T}} & \text{при } l_{\max o,T} > 13\Delta l_{o,T} \\ \text{и } l_{\min o,T} < 13\Delta l_{o,T}; \\ 13 & \text{при } l_{\min o,T} \geq 13\Delta l_{o,T}; \\ \sqrt{S_{o,T}/\Delta l_{o,T}} & \text{в остальных случаях.} \end{cases}$$

2) Пространственная частота для объекта ν_o и его тени ν_T (1/мм):

$$\nu_{o,T} = \frac{D_H}{2F\sqrt{l_{\max o,T} \cdot l_{\min o,T}}}, \quad (31)$$

а также частотно-контрастные характеристики $f_{o,T} = f_{1o,T} \cdot f_{2o,T}$,

$$f_{1o,T} = \frac{2}{\pi} \cdot [\arccos(X_{o,T}) - X_{o,T} \cdot \sqrt{1 - X_{o,T}^2}] \quad (32)$$

при $X_{o,T} \leq 1$ и 0 при $X_{o,T} > 1$.

$$X_{o,T} = 5 \cdot 10^{-4} \cdot \nu_{o,T} \cdot \frac{(\lambda_1 + \lambda_2)}{\theta}, \quad (33)$$

$$f_{2o,T} = \left| \frac{\sin(\pi \cdot \nu_{o,T} \cdot 10^3 \cdot \sqrt{S_{эл}})}{\pi \cdot \nu_{o,T} \cdot 10^3 \cdot \sqrt{S_{эл}}} \right|. \quad (34)$$

3) Значения параметров q_{o2} и q_{T2} , характеризующие отношение сигнал/шум для изображения объекта и тени в соответствии с (28–34):

$$q_{o2,T2} = (q_{o1,T1} + 3,2) \cdot q_{oT} \cdot N_{o,T}. \quad (35)$$

4) Значения параметров q_{o3} и q_{T3} , характеризующие отношение сигнал/шум пространственной дискретизации:

$$q_{o3,T3} = \frac{4 \cdot 10^{-6} \cdot S_{o,T} \cdot F^2}{S_{эл} \cdot D_H^2}. \quad (36)$$

5) Значения параметров q_o и q_T , на основании выражений (35 и 36), характеризующих воспринимаемое оператором отношение сигнал/шум при дешифровании изображений объекта и его тени, соответственно [1, 3]:

$$q_{o,T} = \frac{q_{o2,T2} \cdot q_{o3,T3}}{\sqrt{q_{o2,T2}^2 + q_{o3,T3}^2} - 3,2}. \quad (37)$$

6) Значения вероятностей P_{oo} и P_{oT} в виде:

$$P_{oo,oT} = \Phi(q_{o,T}), \quad (38)$$

которые и будут являться частными показателями эффективности.

Применительно к МОЭС среднего и дальнего ИК-диапазонов (3...5 мкм, 8...14 мкм) оценки значений P_{oo} и Δl_o отличаются.

7) Величина q_1 , характеризующая отношение сигнал/шум для участка объекта, равного приведенному к местности элементу разложения фотоприемника:

$$q_1 = \frac{|\varepsilon_o \cdot (t_\phi - t_o) + \eta_p \cdot (\varepsilon - \varepsilon_\phi)| \cdot \tau \cdot \tau_o}{\Delta T_o}, \quad (39)$$

где $\varepsilon_o, \varepsilon_\phi$ – коэффициенты теплового излучения объекта и фона; t_o, t_ϕ – температура объекта и фона (°K); ΔT_o – пороговая чувствительность по температуре (°K); η_p – коэффициент, учитывающий изменение радиационной температуры объекта, обусловленное излучением фона и атмосферы; τ – коэффициент пропускания атмосферы на трассе «ИСМ-объект»; τ_o – коэффициент пропускания оптической системы.

При этом порядок расчета значения коэффициента τ , входящего в выражение (39), проводится следующим образом. Для длины волны $\lambda = 0,5 \times (\lambda_1 + \lambda_n)$, где λ_1, λ_n – границы рабочего диапазона МОЭС, по выражению (16) определяется оптическая толщина атмосферы k_A , обусловленная аэрозольным рассеянием излучения. В зависимости от температуры воздуха t_b , высоты наблюдения h и угла визирования ψ определяются плотность a_n насыщенных водяных паров (г/м³), коэффициент пропускания слоя воды τ_b на трассе «ИСМ-объект» и коэффициент изменения пропускания водяных паров K на трассе «ИСМ-объект», соответственно.

8) Коэффициент пропускания атмосферы на трассе [1]:

$$\tau = \tau_b \cdot \exp \left\{ -k_A - \frac{K \cdot (a_n \cdot r)^{0,69}}{1000} \right\}. \quad (40)$$

9) Линейное разрешение на местности Δl_o (м):

$$\Delta l_o = \delta_\Delta \cdot \frac{D_H}{W}, \quad (41)$$

где δ_Δ – элементарное поле зрения (мрад); W – коэффициент, учитывающий ухудшение предельного линейного разрешения вследствие вносимых элементами ИСМ (объектив, приемник излучения, электронный блок обработки сигнала и т. д.) искажений, который рассчитывается в соответствии с выражением:

$$W = \begin{cases} 0,2 & \text{при } q_1 \leq 1; \\ \frac{(\sqrt{18,5 + 23,6 \cdot \ln q_1} - 2,15)}{11,8} & \\ \text{при } 1 < q_1 < 400; \\ 0,9 & \text{при } q_1 \geq 400. \end{cases} \quad (42)$$

10) Величина, характеризующая отношение сигнал/шум для изображения объекта:

$$q = q_1 \cdot N_o - 3,2. \quad (43)$$

11) Вероятность обнаружения объекта:

$$P_{00} = \Phi(q). \quad (44)$$

В основу методики оценки показателя захвата МОЭС $L_{эф}$, представляющего собой полосу местности, в пределах которой обеспечивается обнаружение или распознавание заданного класса объектов с вероятностью не ниже заданной, положена функциональная связь между значениями указанных вероятностей и линейным разрешением на местности, обеспечиваемым МОЭС. Данная зависимость описывается аналитическим выражением (6) с учетом соотношений (35, 37, 38, 43, 44).

Таким образом, показатель $L_{эф}$ можно рассматривать как полосу местности, в пределах которой обеспечивается линейное разрешение не хуже требуемого граничного значения $\Delta l_{гр}$, соответствующего граничному значению вероятности обнаружения или распознавания.

Необходимо отметить [1–4], что по опыту эксплуатации БПЛА дистанционного мониторинга должны обеспечивать высокую детальность и достоверность добываемой информации. В связи с этим основной задачей, которая должна решаться с использованием МОЭС, является распознавание объектов мониторинга до типа или класса с вероятностью не ниже 0,9. Это обуславливает требование по обеспечению надежного обнаружения объекта ($P_{00} = 1$) практически для всего многообразия задач и условий применения.

В соответствии с (6), при $P_{00} = 1$ и $P_{0p} = 0,9$ значение $\Delta l_{гр}$ может быть определено с помощью следующего соотношения:

$$\Delta l_{гр} = \frac{0,367 \cdot S_0}{\sqrt{G_0 \cdot r_0}}, \quad (45)$$

где S_0 , G_0 , r_0 – параметры проекции объекта на плоскость, перпендикулярную линии визирования ОЭС, приведенные в выражении (7).

Таким образом, значение $\Delta l_{гр}$ определяется геометрическими размерами объекта (его основных демаскирующих элементов). Анализ характеристик объектов наблюдения позволил сформиро-

вать требования к соответствующим значениям $\Delta l_{гр}$, которые для некоторых объектов наблюдения представлены в таблице 1.

Как следует из (9, 41), выражение для функции, описывающей зависимость эффективной горизонтальной дальности $D_{эф}$, на которой обеспечивается значение линейного разрешения на местности в картинной плоскости (перпендикулярной оси визирования), равное $\Delta l_{гр}$, от высоты наблюдения h , может быть представлено в виде [1]:

$$D_{эф} = \sqrt{R^2 - h^2}, \quad (46)$$

где $R = \Delta l_{гр} \cdot F \cdot \sqrt{\frac{\Phi(q_{01})}{S_{эл}}}$ для ОЭС диапазона 0,4...1,7 мкм и $R = \Delta l_{гр} \cdot \frac{W}{\delta_3}$ для ОЭС диапазонов 3...5 мкм и 8...14 мкм и имеющий физический смысл максимальной частоты съемки, при которой обеспечивается значение линейного разрешения на местности не более $\Delta l_{гр}$.

В качестве примера на рисунке 3 представлены нормированные зависимости для объекта «человек» и двух значений метеорологической дальности видимости (МДВ): $S_m = 1$ км и $S_m = 20$ км, полученные в соответствии с изложенным выше методическим подходом. В качестве ОЭС рассмотрены ТВ- (ИК-) канал с углом поля зрения 4,5° и цифровая аэрофотосистема с углом 60°.

Согласно рисунку 3, с уменьшением МДВ значения показателя эффективных захватов снижаются, а оптимальная высота наблюдения для узкоугольной системы увеличивается при соответствующем уменьшении углов визирования. Для ЦАФС оптимальная высота наоборот уменьшается. В соответствии с данным подходом могут быть определены значения максимального эффективного захвата ОЭС для оптимальных высот съемки при заданном $R_{гр}$. В качестве обобщенного показателя рассмотрено усредненное значение максимальных эффективных захватов на множестве значений $R_{гр}$ из указанного выше диапазона $L_{эфф}$ ср.

ТАБЛИЦА 1. Требуемые значения линейного разрешения на местности для распознавания объектов наблюдения, м

TABLE 1. Required Values of Linear Resolution on the Ground for Recognizing Objects of Observation, m

Типовые объекты наблюдения	Угол визирования, град.														
	0			45			60			80			85		
	Требуемая вероятность распознавания														
	0,8	0,9	0,95	0,8	0,9	0,95	0,8	0,9	0,95	0,8	0,9	0,95	0,8	0,9	0,95
Человек (группа людей)	0,08	0,06	0,04	0,12	0,08	0,06	0,12	0,08	0,056	0,11	0,076	0,05	0,11	0,07	0,05
Автомобиль типа «КамАЗ»	0,57	0,4	0,27	0,87	0,6	0,42	0,88	0,6	0,42	0,81	0,56	0,39	0,8	0,55	0,38
Сверхмалое плавсредство	0,17	0,12	0,08	0,31	0,21	0,15	0,32	0,22	0,15	0,31	0,21	0,15	0,3	0,21	0,15
Малое плавсредство	1,79	1,23	0,86	2,45	1,69	1,18	2,42	1,66	1,16	2,16	1,49	1,04	2,06	1,42	0,99
Среднее плавсредство	2,9	2,0	1,39	3,25	2,23	1,56	3,0	2,07	1,44	2,39	1,64	1,15	2,18	1,5	1,04

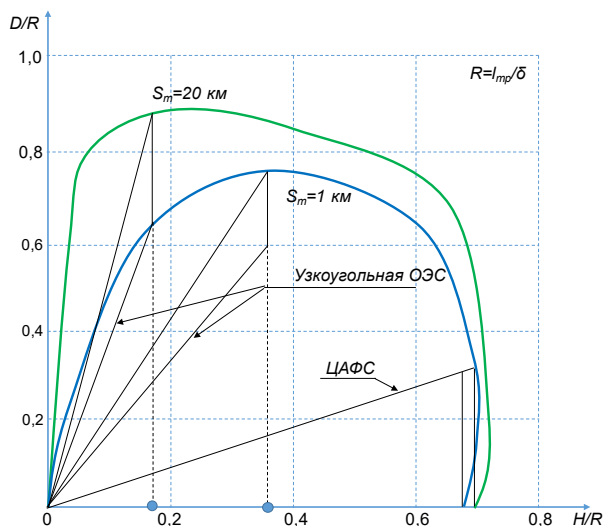


Рис. 3. График нормированной зависимости эффективной дальности от высоты наблюдения для объекта типа «человек»

Fig. 3. Graph of the Normalized Dependence of the Effective Distance from the Observation Height for a «Person» Object

Опираясь на данный показатель, был проведен статистический анализ его зависимости от массы, соответствующий ОЭС, и получены кривые регрессии, которые позволили оценить максимально достижимый в настоящее время уровень разведывательных возможностей ОЭС при различных ограничениях на массу полезной нагрузки на борту БПЛА. Анализ подверглись данные по более, чем 100 образцам современных и разрабатываемых отечественных и зарубежных ОЭС указанных выше классов. Результаты полученных оценок представлены на рисунках 4 и 5 соответственно для одно-, двух-, трех- и четырехканальных ОЭС и ЦАФС [1].

При этом на рисунках кривыми 1 отмечены зависимости, соответствующие средствам (каналам) видимого спектра, кривыми 2 – среднего или дальнего ИК-диапазонов (см. рисунок 4а). Кроме того, на рисунке 4с кривой 3 отмечена зависимость, соответствующая каналу ближнего ИК-диапазона (0,9...1,7 мкм), кривой 4 – УФ-каналу. Как следует из представленных графиков, зависимости показателя эффективности для всех классов, рассмотренных ОЭС, имеют монотонно возрастающий характер с увеличением их массы. Вместе с тем, производная этих зависимостей имеет обратную тенденцию, т. е. уменьшается с ростом массы ОЭС.

Это в значительной степени отражает общую тенденцию в развитии ОЭС воздушной разведки и наблюдения, которая заключается в приближении характеристик средств оптического диапазона в ближайшей перспективе к некоторому физическому пределу. В частности, это связано с достижением дифракционного предела в оптических системах ОЭС как видимого, так и ИК-диапазонов.

Как показали исследования, проведенные в [1, 4], предельно достижимые характеристики по темпе-

ратурной чувствительности ΔT и эффективному элементарному полю зрения δ ИК-средств (каналов), построенных с использованием фотонных охлаждаемых и тепловых неохлаждаемых матричных приемников излучения, работающих как в среднем (3...5 мкм), так и в дальнем (8...14 мкм) ИК-диапазонах, характеризуются по параметру ΔT значениями 0,001...0,3 и по параметру δ значениями 0,02...0,05 (таблица 2).

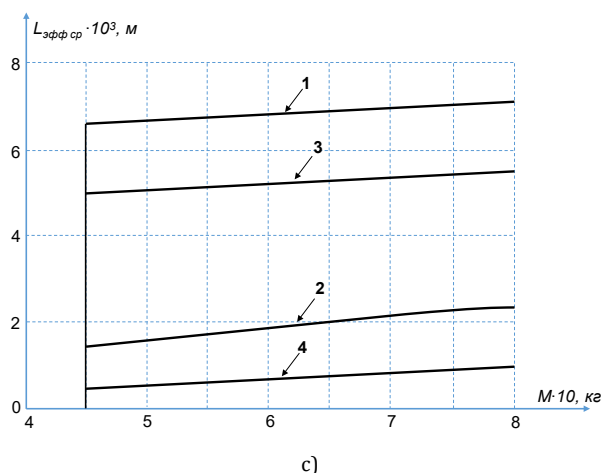
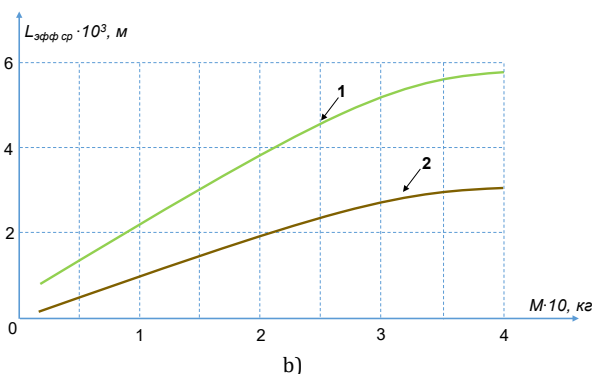
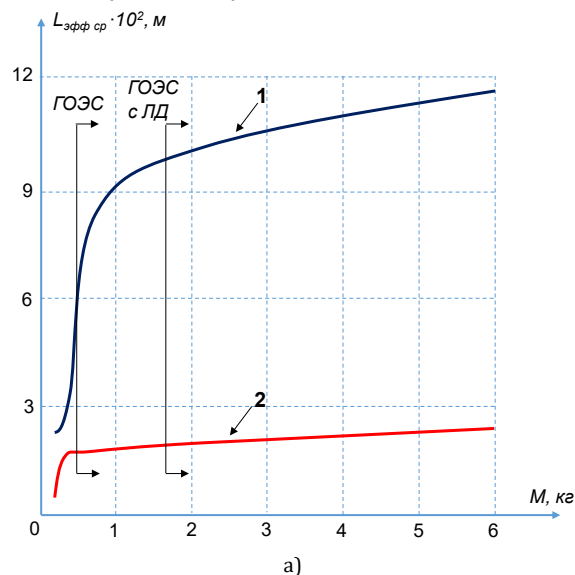


Рис. 4. График достижимых уровней эффективности одноканальных (а), двухканальных (б) и многоканальных (в) ОЭС

Fig. 4. Chart of Achievable Performance Levels Single-Channel (a), Two-Channel (b) and Multi-Channel (c) Optoelectronic Systems

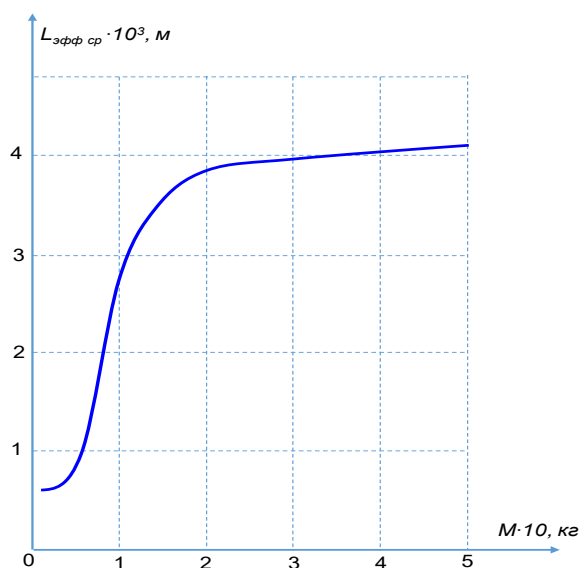


Рис. 5. График достижимых уровней эффективности ЦАФС

Fig. 5. Graph of Achievable Performance Levels of the Digital Aerial Photo System

ТАБЛИЦА 2. Предельно достижимые параметры ИК-средств

TABLE 2. The Maximum Achievable Parameters of the IR-Tools

$\Delta\lambda$, мкм	ΔT , К		δ , мрад
	Фотонный МПИ	Тепловой МПИ	
3...5	0,006	0,3	0,02
8...14	0,001	0,006	0,05

Поскольку значения ΔT для ИК-систем с неохлаждаемыми тепловыми матричными приемниками излучения (МПИ) для $\lambda = 3...5$ мкм слишком велики, указанные системы на этих МПИ имеет смысл разрабатывать лишь на диапазонах 8...14 мкм [1].

Сравнительная оценка эффективности ведения разведки с применением ИК-средств (каналов), работающих в одном из указанных выше спектральных диапазонов, показала существенную зависимость преимуществ того или иного канала от условий ведения съемки. Например, для достаточно большой МДВ и сравнительно невысокой турбулентности атмосферы использование ИК-системы диапазона $\lambda = 8...14$ мкм, для значений температуры фона $t > -(25...30)^\circ\text{C}$ [1]. Причем первый диапазон при прочих равных условиях тем предпочтительнее, чем меньше размеры МПИ, больше абсолютная влажность воздуха и высота БПЛА, на котором установлена ИК-система, ниже и тяжелее облачность (ночью).

В условиях задымленности атмосферы (МДВ менее 1...2 км) или при ее высокой турбулентности, или при температуре фона $t < -(25...30)^\circ\text{C}$ использование в ИК-системе второго диапазона спектра обеспечивает большую дальность действия по сравнению с использованием первого диапазона. К этому следует добавить, что видимый контраст объектов разведки по-разному изменяется в течение суток для указанных спектральных диапазонов. Так, для многих объектов в виде наземных транс-

портных средств (автомобили, БТР), покрытых эмалью защитного цвета, на фоне зелени днем контраст объектов выше в первом диапазоне, по сравнению со вторым, а ночью – наоборот. Таким образом, для поддержания высокой эффективности ИК-системы независимо от условий ее применения, в принципе, целесообразно разрабатывать двухспектральные или адаптивные системы с перестраиваемым спектральным рабочим диапазоном.

Подавляющее большинство существующих и разрабатываемых ОЭС являются системами «кадрового типа» и предназначены для размещения на малоскоростных БПЛА, которым соответствуют сравнительно небольшие значения W/H (до 0,35 1/с). При размещении таких ОЭС на скоростных БПЛА с крейсерской скоростью полета до 900 км/час (W/H до 0,85 1/с), разработка которых возможна в ближайшей перспективе, их применение может осуществляться только с высоты не ниже 700 м при плановой съемке (угол визирования равен 0°) и 350 м при перспективной съемке с углом визирования до 60° , что не обеспечивает решение большинства задач разведки (наблюдения).

Для обеспечения ведения оптико-электронной разведки (наблюдения) с борта скоростного БПЛА наиболее предпочтительными являются системы «строчного» типа.

Следует отметить, что представленные в статье результаты анализа достижимых в ближайшей перспективе уровней эффективности разведывательных ОЭС различных классов основаны на оценках потенциальных возможностей этих средств по получению информации на борту, т.е. без учета пропускной способности штатных систем информационного обмена, которые могут быть включены в состав бортового оборудования и наземного комплекса средств приема, передачи и обработки информации. Вместе с тем, пропускная способность широкополосных радиоканалов комплексов с БПЛА в ряде случаев может быть меньше информационной производительности установленных на их борту ОЭС.

Для обеспечения максимальной эффективности получения информации в комплексе при ведении оптико-электронной разведки (наблюдения) необходима реализация мер по уменьшению объема передаваемой информации, в первую очередь, путем устранения избыточности. При этом приемлемый уровень производительности информационного обмена может достигаться не только с применением алгоритмов сжатия информации, но также и с применением других организационно-технических методов.

3. Получение данных от бортовой РЛС

Дистанционный мониторинг с применением БПЛА может производиться с использованием радиолокационных станций (РЛС) высокого разре-

шения, построенных на принципах синтезирования апертуры антенны (РСА, *аббрев. от* Радиолокационное Синтезирование Апертуры) [1, 32–36].

В качестве показателей эффективности мониторинга с использованием радиолокационных средств наблюдения будем использовать показатели, аналогичные рассмотренным в п. 2 применительно к мониторингу ОЭС. Особенности оценки указанных показателей применительно к РСА обусловлены существенным отличием физических процессов формирования и обработки радиолока-

ционной информации в бортовой и наземной подсистемах комплекса с БПЛА по сравнению с соответствующими процессами применительно к ОЭС/МОЭС [1, 3–4]. При этом будем полагать, что формирование радиолокационного изображения поверхности Земли и объектов осуществляется при работе РСА в режиме бокового обзора. Схема методики оценки эффективности комплекса с БПЛА при мониторинге заданного района с помощью радиолокационных средств представлена на рисунке 6 [1].

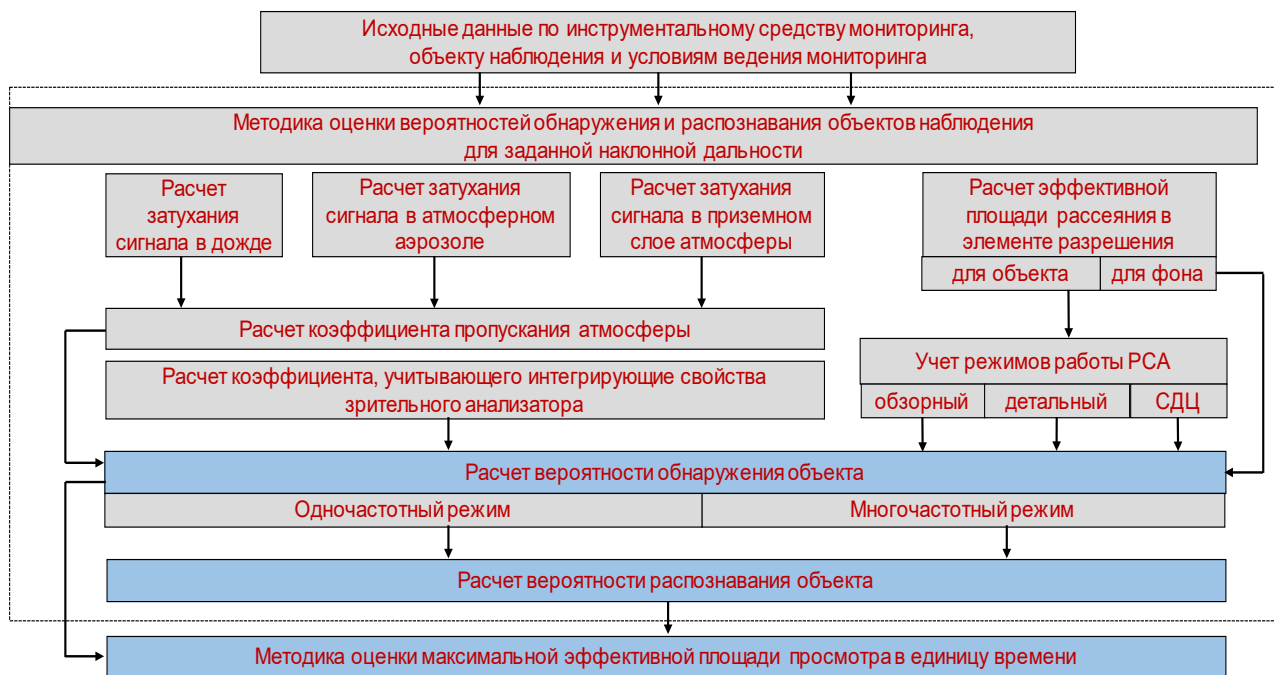


Рис. 6. Схема методики оценки эффективности комплекса с БПЛА при мониторинге заданного района с помощью радиолокационных средств

Fig. 6. Scheme of the Method for Evaluating the Effectiveness of the Complex with UAVs When Monitoring a Given Area Using Radar

При рассмотрении методики будем использовать три блока исходных параметров [1].

1. Блок параметров, относящихся к ИСМ:

- рабочая длина волны;
- разрешающая способность;
- коэффициент когерентного накопления;
- пороговая чувствительность;
- ширина диаграммы направленности антенны;
- среднее значение угла ориентации диаграммы направленности антенны относительно направления движения носителя;
- полоса захвата;
- максимальная дальность наблюдения;
- диапазон высот применения.

2. Блок параметров, относящихся к объекту наблюдения:

- геометрические размеры объекта и его основных элементов;
- эффективная площадь рассеяния;
- высота расположения объекта над уровнем моря;

- максимальная (средняя) скорость перемещения объекта;

- требуемый уровень подробности распознавания объекта (вид, класс, тип).

3. Блок параметров, относящихся к условиям ведения мониторинга:

- удельная эффективная площадь рассеяния подстилающей поверхности;
- время года;
- уровень флуктуации радиолокационного изображения;
- скорость полета БПЛА;
- угол между векторами скоростей движения БПЛА и объекта наблюдения;
- горизонтальная дальность до объекта наблюдения;
- высота полета БПЛА;
- средняя высота деревьев;
- степень закрытости местности;
- средняя приземная интенсивность дождя;
- средняя влажность тумана;

- протяженность участка трассы в зоне дождя;
- протяженность участка трассы в зоне тумана.

Также, как и для МОЭС, в качестве основных параметров, характеризующих возможности РЛС, приняты вероятность обнаружения P_o или распознавания P_p объекта наблюдения. При этом вероятность P_o рассчитывается:

– для одночастотных режимов работы РСА (обзорного, детального, селекции движущихся целей (СДЦ) согласно выражению [1, 32–36]:

$$P_o = \Phi(x), \quad (47)$$

где $\Phi(x)$ – интеграл вероятности, соответствующий выражению (10); x – параметр обнаружения;

– для многочастотного режима работы РСА в соответствии с выражением [1, 32–36]:

$$P_o = 1 - \prod_{i=1}^k (1 - P_{oi}), \quad (48)$$

где P_{oi} – вероятность обнаружения объекта при использовании зондирующих колебаний с i -ой длиной волны ($i = 1, 2, \dots, k$).

Порядок расчета P_{oi} аналогичен расчету для одночастотных режимов работы РСА.

Параметр обнаружения x рассчитывается в соответствии с выражением вида [1, 32–36]:

$$x = \frac{|\sigma_{o1} - \sigma_{\phi 1}|}{(\sigma_{\text{пор}} + \tau \cdot \sigma_1) \cdot \left(\frac{J}{\sqrt{2 \cdot d}}\right) \cdot \tau N_0} - 3,2, \quad (49)$$

где $\sigma_1 = \min\{\sigma_{o1}, \sigma_{\phi 1}\}$, σ_{o1} – эффективная площадь рассеяния объекта, соответствующая элементу разрешения (м^2); $\sigma_{\phi 1}$ – эффективная площадь рассеяния фона, соответствующая элементу разрешения (м^2); $\sigma_{\text{пор}}$ – пороговая чувствительность (м^2), принимается равной $0,1 \text{ м}^2$; J – коэффициент некогерентного накопления (принимается равным 8 для РСА сантиметрового диапазона); d – коэффициент, учитывающий относительный уровень флуктуаций радиолокационного изображения и лежащий в пределах от 0,7 (для объектов и фонов с преобладанием диффузного характера рассеяния сигнала) до 1,5 (для объектов и фонов со сложным рельефом, создающим большое количество точек зеркального отражения); τ – коэффициент пропускания атмосферы на трассе «ИСМ-объект наблюдения»; N_0 – коэффициент, учитывающий интегрирующие свойства зрительного анализатора.

Эффективная площадь рассеяния объекта, соответствующая элементу разрешения и входящая в (49), рассчитывается в зависимости от режима обзора и определяется [1] следующим образом:

– для обзорного и детального режимов (одночастотных и многочастотных):

$$\sigma_{o1} = \begin{cases} \sigma_{\text{ор}} + \sigma_{\phi 1} \cdot \frac{\Delta S_0 - S_0}{\Delta S_0}, & \text{при } l_1 \leq \Delta l; \\ \sigma_{\text{ор}} \cdot \frac{\Delta S_0}{S_0}, & \text{при } l_2 \geq \Delta l; \\ \sigma_{\text{ор}} \cdot \frac{\Delta l}{l_1} + \sigma_{\phi 1} \cdot \frac{\Delta S_0 - l_2 \Delta l}{\Delta S_0}, & \text{при } l_1 \geq \Delta l \text{ и } l_2 \leq \Delta l; \end{cases} \quad (50)$$

– для режима СДЦ (при селекции малоскоростных объектов) как произведение соответствующих значений, полученных с помощью выражений (50), на величину $[V_{\text{рц}} / (V_t \cdot \theta_0)]^2$.

При этом входящие в выражение (50) величины имеют следующий смысл: $\sigma_{\text{ор}}$ – эффективная площадь рассеяния объекта с учетом влияния поглощающих свойств леса (м^2); ΔS_0 – площадь элемента разрешения РСА (м^2); S_0 – площадь объекта наблюдения (м^2); $V_{\text{рц}}$ – радиальная скорость движения объекта наблюдения (км/ч); V_t – тангенциальная скорость движения БПЛА (км/ч); l_1 , l_2 – длина и ширина объекта наблюдения (м); Δl – линейная разрешающая способность РСА (м); θ_0 – ширина диаграммы направленности антенны (град.).

В свою очередь, эффективная площадь рассеяния объекта [1, 21–24] определяется по формуле:

$$\sigma_{\text{ор}} = \sigma_o \cdot K_{\text{л}}, \quad (51)$$

где σ_o – эффективная площадь рассеяния объекта (м^2); $K_{\text{л}}$ – коэффициент, учитывающий уменьшение отраженного от объекта излучения за счет поглощающих свойств леса.

Коэффициент $K_{\text{л}}$ определяется в соответствии с выражением [1]:

$$K_{\text{л}} = 10^{-\alpha}, \quad (52)$$

$$\alpha = (0,1 \cdot H_{\text{л}} / \cos \psi) \cdot T_{\text{л}}^{(1-\lambda/3)} \cdot 0,368 \lambda,$$

где $T_{\text{л}}$ – параметр, характеризующий маскирующие свойства леса; λ – рабочая длина волны РСА (см); $H_{\text{л}}$ – средняя высота деревьев (м); ψ – угол визирования объекта из точки расположения ИСМ (град.).

В предположении одинаковости величин разрешения РСА по дальности и линейному разрешению по азимуту площадь элемента разрешения РСА ΔS_0 и площадь объекта S_0 , входящие в соотношение (50), определяются согласно выражению [1]:

$$\Delta S_0 = \pi \cdot \Delta l^2 / 4; \quad (53)$$

$$S_0 = l_1 \cdot l_2. \quad (54)$$

Тангенциальная скорость движения БПЛА V_t и радиальная скорость движения объекта наблюдения $V_{\text{рц}}$, входящие в приведенное выше выражение для множителя, используемого при определении величин σ_{o1} в режиме СДЦ, рассчитывается как:

$$V_t = V_n \cdot \sin \theta_n; \quad (55)$$

$$V_{rc} = V_n \cdot \cos \theta_{dc}; \quad (56)$$

$$\theta_{dc} = \theta_n - \theta_{зд}, \quad (57)$$

где V_n – скорость движения БПЛА-носителя РСА (км/ч); V_{rc} – скорость движения объекта наблюдения (км/ч); θ_n – среднее значение угла ориентации диаграммы направленности антенны относительно направления движения БПЛА (град.); θ_{dc} – угол между вектором скорости движения объекта наблюдения и вектором ее радиальной составляющей (град.); $\theta_{зд}$ – угол между вектором скорости движения БПЛА и вектором скорости движения объекта наблюдения (град.).

Эффективная площадь рассеяния фона, соответствующая элементу разрешения $\sigma_{\phi 1}$ и входящая в (50), определяется также в зависимости от режима работы РСА и рассчитывается следующим образом [1, 32–36]:

– для обзорного и детального режимов (одночастотных и многочастотных):

$$\sigma_{\phi 1} = \sigma_{0\phi} \cdot \Delta S_o, \quad (58)$$

– для режима СДЦ (при селекции малоскоростных объектов):

$$\sigma_{\phi 1} = 0. \quad (59)$$

При этом коэффициент пропускания атмосферы на трассе «ИСМ-объект наблюдения», входящий в выражение (49), определяется в соответствии с выражением:

$$\tau = \exp\{-0,46 \cdot (\gamma_d + \gamma_T + \gamma_A)\}, \quad (60)$$

где γ_d , γ_T , γ_A – затухание сигнала в дожде, в атмосферном аэрозоле и в поглощающем слое атмосферы (дБ).

Затухание сигнала в зоне дождя γ_A рассчитывается по формуле:

$$\gamma_d = \eta_d \cdot D_{dT}, \quad (61)$$

где η_d – среднее удельное затухание сигнала на участке трассы в зоне дождя (дБ/км); D_{dT} – протяженность участка трассы в зоне дождя (км), определяемая по данным метеорологических наблюдений и сводок [1, 32–36].

В свою очередь, среднее удельное затухание сигнала на участке трассы в зоне дождя, входящее в выражение (61) определяется формулой:

$$\eta_d = \exp\{3,25 + \beta \cdot \ln J_d - 21,43 \cdot f^{-0,43}\}, \quad (62)$$

где

$$\beta = 4 - 2,27 f^{0,081},$$

$$J_d = 0,5 \cdot J_0 \cdot (1 + \exp(-0,385 h^2));$$

J_0 – средняя приземная интенсивность дождя (мм/ч); f – рабочая частота РСА (МГц).

Коэффициент затухания γ_T сигнала в зоне тумана определяется по формуле:

$$\gamma_T = \eta_T \cdot D_{TT}, \quad (63)$$

где η_T – среднее удельное затухание сигнала на участке трассы в зоне тумана (дБ/км); D_{TT} – протяженность участка трассы в зоне тумана (км), определяемая по данным метеорологических наблюдений и сводок.

Величина среднего удельного затухания η_T сигнала на участке трассы в зоне тумана определяется согласно выражению:

$$\eta_T = 4,9 \cdot 10^{-10} \cdot M_T \cdot f^2, \quad (64)$$

где M_T – средняя водность зоны тумана (г/м³).

При отсутствии на трассе «ИСМ-объект наблюдения» области метеообразований принимается, что коэффициенты $\gamma_d = 0$ и $\gamma_T = 0$.

Затухание сигнала в атмосфере, определяемое коэффициентом [1, 22, 24] γ_A :

$$\gamma_A = \left[\frac{D_A}{N_2 - N_1 + 1} \right] \sum_{i=N_1}^{N_2} \eta_i, \quad (65)$$

где D_A – протяженность участка трассы в пределах поглощающего слоя атмосферы (км); N_1 , N_2 – порядковые номера поглощающих слоев атмосферы, в которых находятся соответственно объект наблюдения и РСА, ведущий съемку; η_i – удельное затухание сигнала в i -ом высотном слое атмосферы (дБ/км).

В свою очередь, протяженность участка трассы в пределах поглощающего слоя атмосферы D_A определяется выражением:

$$D_A = \sqrt{D^2 + (h_2 - h_1)^2}, \quad (66)$$

где D – дальность до поверхности Земли между объектом наблюдения и ИСМ (км); h_1 – высота объекта наблюдения над уровнем моря (км); h_2 – высота ИСМ над уровнем моря (км).

При этом номера слоев атмосферы N_1 , N_2 , входящие в (65) и соответствующие высотам h_1 и h_2 , определяются выражением:

$$N_x = 1 \text{ при } h_x \leq 0,5 \text{ км};$$

$$[h_x/2] + 2 \text{ при } 10 > h_x > 0,5 \text{ км}, \quad (67)$$

где символ $[•]$ символизирует операцию взятия целой части числа; x – индекс, устанавливающий соответствие между номерами слоев и их высотой и принимающий соответственно значения 1 и 2.

Коэффициент, учитывающий интегрирующие свойства зрительного анализатора [1], рассчитаем по формуле:

$$N_o = \begin{cases} 3,6 \cdot \sqrt{l_2/\Delta l} & \text{при } l_1 > 13\Delta l \text{ и } l_2 < 13\Delta l; \\ 13 & \text{при } l_2 \geq 13\Delta l; \\ \sqrt{S_0/\Delta l} & \text{в остальных случаях.} \end{cases}$$

В результате вероятность распознавания объекта наблюдения [1] определяется как:

$$P_p = P_o \cdot P_{p\phi}, \quad (68)$$

где $P_{p\phi}$ – вероятность определения формы объекта наблюдения при условии его обнаружения.

В соответствии с (68) для определения вероятности P_p первоначально необходимо определить вероятность P_o , опираясь на соотношения (47–67), а также вероятность $P_{p\phi}$.

Если вероятность $P_o \leq 0,1$, то дальнейшие расчеты проводить нецелесообразно, поскольку определение формы (вероятности $P_{p\phi}$) в данных условиях невозможно. В результате принимается $P_p = 0$.

Вероятность определения формы объекта наблюдения при условии его обнаружения определяется по формуле:

$$P_{p\phi} = \exp\{-0,64 \cdot Z_\phi\}, \quad (69)$$

где Z_ϕ – параметр распознавания объекта, который определяется в соответствии с выражением [1]:

$$Z_\phi = \frac{(l_1 + l_2) \cdot (\sqrt{l_1^2 + l_2^2} + l_2) \cdot \Delta l^2}{2 \cdot l_1 \cdot l_2 \cdot (l_1^2 + l_2^2)}. \quad (70)$$

Заключение

В данной статье представлен методический подход нахождения показателей эффективности решения частных целевых задач радиосвязи и дистанционного мониторинга комплексом с БПЛА по единому выбранному критерию – вероятности решения целевой задачи, функционально зависящей от заложенных проектных параметров и структуры разрабатываемой аппаратуры целевой нагрузки. Данный методический подход позволяет уже на этапе предпроектной работы (например, этапе аванпроекта) оценить эффективность решения сначала частных целевых задач (по отдельности каждую задачу), а потом и интегрально в наборе все поставленные целевые задачи, с учетом требований, прописанных в тактико-техническом задании. При этом такие параметры самолета, как масса, энергопотребление, эволюции БПЛА и т. д. находятся в ограничительных критериях и учитываются при выборе того или иного схмотехнического решения.

1) При решении частной целевой задачи связи БПЛА с мобильными группами, потребителями целевой фото- и видеoinформации, передача информации производится с использованием широко апробированных сигнально-кодовых конструкций на основе фазовой модуляции или квадратурной амплитудной модуляции с применением методов избыточного кодирования (турбокоды, коды Рида – Соломона, сверточные коды) [2, 8, 21].

Также необходимо отметить, что в данном случае возможно применение современных OFDM-сигналов, которые имеют ряд преимуществ по сравнению со схемой сигнала с одной несущей. Основным преимуществом OFDM-сигналов является

способность противостоять сложным условиям в канале – бороться с узкополосными помехами и частотно-избирательным затуханием, вызванным многолучевым характером распространения, без использования сложных фильтров-эквалайзеров. Канальная эквализация упрощается вследствие того, что OFDM-сигнал может рассматриваться как множество медленно модулируемых узкополосных сигналов, а не как один быстро модулируемый широкополосный сигнал. Низкая символьная скорость делает возможным использование защитного интервала между символами, что позволяет справляться с временным рассеянием и устранять межсимвольную интерференцию.

Описанные выше сигнально-кодовые конструкции позволяют передавать информацию в реальном масштабе времени со скоростями в десятки мегабит в секунду.

2) В состав ОЭС воздушной разведки и наблюдения, как правило, входят: одноканальные ОЭС видимого/ИК-диапазонов, включая ОЭС на гиросtabilизированной платформе (ГОЭС) со сменными вариантами информационных каналов, а также одноканальные ОЭС видимого/ИК-диапазонов с лазерным дальномером; двухканальные ГОЭС видимого и ИК-диапазонов, в том числе с лазерным дальномером/целеуказателем; трех-, четырехканальные ГОЭС УФ-, видимого, ИК-(ближнего, среднего, дальнего) диапазонов с лазерным дальномером/целеуказателем; цифровая аэрофотосистемы (одноканальные и многоканальные).

3) В качестве фотоприемных устройств, являющихся одним из основных элементов современных ОЭС, определяющих их функциональные возможности, используются, главным образом, матричные приемники излучения, работающие в различных областях спектра от ультрафиолетовой до дальней инфракрасной (14 мкм). Разрешение МПИ (количество пикселей, из которых состоит МПИ), представляющее одну из основных его характеристик, лежит в широких пределах для ОЭС различных весовых классов, составляя 0,3...0,8 Мп для систем, работающих в среднем и дальнем ИК-диапазонах, 4 Мп для систем видимого и ближнего ИК-диапазона, а также для систем, работающих в УФ-области спектра и достигая максимальных значений для цифровых топографических камер, составляющих 35...40 Мп для среднеформатных и 135...180 Мп для крупноформатных камер.

4) Основными направлениями повышения эффективности бортовых РЛС являются: существенное расширение функциональных возможностей, достижение высокого уровня информативности, повышение интеллектуальных качеств и степени автоматизации, повышение скрытности и улучшение помехоустойчивости, интеграция с другим радиоэлектронным оборудованием из состава БПЛА, обеспечение работы в составе многопозиционных радиолокационных систем, радикальное усиление

роли цифровых методов обработки информации и формирования зондирующих сигналов.

5) Дальнейшее повышение эффективности применения бортовых РЛС БПЛА может быть достигнуто за счет использования в различных режимах их функционирования многочастотных и сверхкоротких импульсных сигналов; поляризационных характеристик функции отражения; процедур интерферометрической съемки земной поверхности; принципов многопозиционной радиолокации, траекторного управления наблюдением и инверсного синтеза; усовершенствованных алгоритмов обнаружения движущихся наземных целей; совмещения радиолокационной карты с цифровой картой местности; слияния данных от различных информационных источников (датчиков); автоматизации процессов идентификации и распознавания целей.

6) Внедрение активных фазированных антенных решеток привело к информационному и технологическому скачку в развитии бортовых РЛС БПЛА и способствовало существенному улучшению всех основных ее показателей, значительному повышению информативности. Стремительный

прогресс в развитии вычислительной техники способствует широкому внедрению в РЛС цифровых методов обработки информации, формирования сигналов и управления. В результате системы цифровой обработки все больше превращаются в центральное ядро РЛС.

7) Бортовые радиолокационные системы современных БПЛА должны строиться по модульному принципу с «открытой архитектурой». «Открытая архитектура», широкое применение цифровых методов обработки и формирования зондирующих сигналов позволяют достаточно просто адаптировать и наращивать функциональные возможности РЛС, улучшать ее тактические показатели за счет замены конструктивно законченных модулей на более совершенные, проводить в случае необходимости модернизацию аппаратуры, а также приспособлять РЛС к оборудованию носителя. Кроме того, имеется возможность компоновать аппаратуру РЛС модулями и блоками, оптимизированными по массогабаритным и стоимостным характеристикам под задачи, решаемыми конкретными типами БПЛА.

Список используемых источников

1. Верб В.С., Татарский Б.Г. Комплексы с беспилотными летательными аппаратами. В 2-х книгах. М.: Радиотехника, 2016. 1352 с.
2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: Пер. с англ. М.: Вильямс, 2003. 1104 с.
3. Меркулов В.И., Дрогалин В.В., Канащенков А.И. и др. Авиационные системы радиопередачи. Том 1. Принципы построения систем радиопередачи. Основы синтеза и анализа. М.: Радиотехника, 2003. 192 с.
4. Ростопчин В.В. Элементарные основы оценки эффективности применения беспилотных авиационных систем для воздушной разведки. URL: http://www.uav.ru/articles/basic_uav_efficiency.pdf (дата обращения 23.06.2020)
5. Долженков Н.Н., Абрамов А.В., Егоров А.Т., Ломакин А.А., Пантенков Д.Г. Бортовой терминал радиосвязи беспилотного летательного аппарата. Патент на полезную модель RU 191165 от 26.07.2019. Бюл. № 21.
6. Егоров А.Т., Ломакин А.А., Пантенков Д.Г. Математические модели оценки скрытности спутниковых каналов радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами. Часть 1 // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 3. С. 19–26. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-3-19-26
7. Ломакин А.А., Пантенков Д.Г., Соколов В.М. Математические модели оценки скрытности спутниковых каналов радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами. Часть 2 // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 4. С. 37–48. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-4-37-48
8. Пантенков Д.Г., Гусаков Н.В., Егоров А.Т., Ломакин А.А., Литвиненко В.П., Великоиваненко В.И. и др. Техническая реализация высокоскоростного информационного канала радиосвязи с беспилотного летательного аппарата на наземный пункт управления // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2019. Т. 15. № 5. С. 52–71.
9. Пантенков Д.Г., Ломакин А.А. Оценка устойчивости спутникового канала управления беспилотными летательными аппаратами при воздействии преднамеренных помех // Радиотехника. 2019. Т. 83. № 11(17). С. 43–50. DOI:10.18127/j00338486-201911(17)-04
10. Долженков Н.Н., Пантенков Д.Г., Егоров А.Т., Ломакин А.А., Литвиненко В.П., Великоиваненко В.И., Лю-Кэ-Сю Е.Ю. Технические характеристики комплекса средств спутниковой радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2019. Т. 15. № 3. С. 74–82.
11. Долженков Н.Н., Пантенков Д.Г., Литвиненко В.П., Ломакин А.А., Егоров А.Т., Гриценко А.А. Интегрированный комплекс дальней радиосвязи для повышения эффективности решения целевых задач беспилотными летательными аппаратами // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2019. Т. 15. № 3. С. 102–108. DOI:10.25987/VSTU.2019.15.3.015
12. Пантенков Д.Г. Результаты анализа наземных испытаний комплекса средств спутниковой радиосвязи для беспилотных летательных аппаратов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2019. № 69. С. 42–51.
13. Мельников Ю.П. Воздушная радиотехническая разведка (методы оценки эффективности). М.: Радиотехника, 2005. 304 с.
14. Моисеев В.С., Тутубалин П.И. К проблеме обеспечения информационной безопасности беспилотных авиационных комплексов // VI Международная научно-техническая конференция «Проблемы и перспективы развития авиации,

наземного транспорта и энергетики» (АНТЭ-2011, Казань, Россия, 12–14 октября 2011). Казань: Казанский государственный технический университет им. А.Н. Туполева, 2011. Т. 2. С. 324–331.

15. Моисеев В.С. Основные направления решения проблем теории и практики российской беспилотной авиационной техники // Международная научно-практическая конференция «Современные технологии, материалы, оборудование и ускоренное восстановление квалифицированного кадрового потенциала – ключевые звенья в возрождении отечественного авиа- и ракетостроения» (Казань, Россия, 14–16 августа 2012). Казань: Вертолет. 2012. Т. 2. С. 152–163.

16. Моисеев В.С. Российская беспилотная авиационная техника: основные проблемы и пути решения // X Всероссийская научно-техническая конференция "Научные чтения по авиации, посвященные памяти Н. Е. Жуковского". М.: Изд. дом Академии им. Н.Е. Жуковского, 2013. Т. 1. С. 470–474.

17. Моисеев В.С., Гушина Д.С., Моисеев Г.В. Основы теории создания и применения информационных беспилотных авиационных комплексов. Казань: Изд-во МОиН РТ, 2010. 196 с. (Серия «Современная прикладная математика и информатика»).

18. Моисеев Г.В., Моисеев В.С. Основы теории создания и применения имитационных беспилотных авиационных комплексов. Казань: Редакционно-издательский центр, 2013. 208 с. (Серия «Современная прикладная математика и информатика»).

19. Пантенков Д.Г., Гусаков Н.В., Соколов В.М. Методика интегральной оценки эффективности решения комплекса целевых задач космическим аппаратом многоцелевой космической системы // Актуальные вопросы проектирования космических систем и комплексов. Сборник научных трудов аспирантов и соискателей ученых степеней. Химки: Акционерное общество «Научно-производственное объединение им. С.А. Лавочкина», 2013. Выпуск 14. С. 65–86.

20. Пантенков Д.Г., Гусаков Н.В., Соколов В.М., Великоиваненко В.И., Константинов В.С. Комплекс методик оценки эффективности решения частных целевых задач военного времени космическим аппаратом многоцелевой космической системы // Актуальные вопросы проектирования космических систем и комплексов. Сборник научных трудов аспирантов и соискателей ученых степеней. Химки: Акционерное общество «Научно-производственное объединение им. С.А. Лавочкина», 2014. Выпуск 15. С. 107–150.

21. Пантенков Д.Г., Гусаков Н.В., Соколов В.М., Великоиваненко В.И., Ломакин А.А. Комплекс методик оценки эффективности решения частных целевых задач мирного времени космическим аппаратом многоцелевой космической системы // Актуальные вопросы проектирования космических систем и комплексов. Сборник научных трудов аспирантов и соискателей ученых степеней. Химки: Акционерное общество «Научно-производственное объединение им. С.А. Лавочкина», 2014. Выпуск 15. С. 89–106.

22. Макаров И.М., Лохин В.М., Манько С.В. и др. Интеллектуальные системы управления беспилотными летательными аппаратами на основе комплексного применения технологий нечеткой логики и ассоциативной памяти // Авиакосмическое приборостроение. 2002. № 2. С. 29–36.

23. Желтов С.Ю., Визильтер Ю.В. Перспективы интеллектуализации систем управления ЛА за счёт применения машинного зрения // Труды Московского физико-технического института. 2009. Т. 1. № 4. С. 164–181.

24. Павлов А.М. Принципы организации бортовых вычислительных систем перспективных летательных аппаратов // Мир компьютерной автоматизации. 2001. № 4.

25. Пантенков Д.Г. Результаты математического моделирования помехоустойчивости спутниковых радионавигационных систем при воздействии преднамеренных помех // Успехи современной радиоэлектроники. 2020. Т. 74. № 2. С. 57–68. DOI:10.18127/j20700784-202002-05

26. Викулов О.В., Добыкин В.Д., Дрогалин В.В. и др. Современное состояние и перспективы развития авиационных средств радиоэлектронной борьбы // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 1998. № 12. С. 3–16.

27. Осипов Г.С., Тихомиров И.А., Хачумов В.М., Яковлев К.С. Интеллектуальные системы управления автономными транспортными средствами: стандарты, проекты, реализация // Авиакосмическое приборостроение. 2009. № 6. С. 34–43.

28. Сентябров О.И., Малышев В.А. Применение элементов искусственного интеллекта для решения задач защиты самолета от управляемых ракет в воздушном бою // XII Международная научно-техническая конференция «Кибернетика и высокие технологии XXI века» (С&Т-2011, Воронеж, Россия, 11–13 мая 2011). Воронеж: Воронежский государственный университет, 2011. Т. 2. С. 497–503.

29. Пантенков Д.Г., Литвиненко В.П. Алгоритмы формирования и обработки радиосигналов командно-телеметрической радиоперехватной и технические предложения по их реализации // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2020. Т. 16. № 2. С. 90–105. DOI:10.25987/VSTU.2020.16.2.014

30. Пантенков Д.Г., Литвиненко В.П. Цифровая статистическая имитационная модель процесса обработки сигналов в навигационной аппаратуре потребителей спутниковых радионавигационных систем // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2020. Т. 16. № 1. С. 87–99. DOI:10.25987/VSTU.2020.16.1.011

31. Халил М. Интеллектуальные технологии принятия решений по управлению техническими средствами в системах обработки информации // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2009. Т. 5. № 7. С. 10–13.

32. Овсянников В.А. Системная оценка и оптимизация несканирующих тепловизионных приборов. Автореферат дисс. ... докт. техн. наук. Казань: Государственный институт прикладной оптики, 2007. 387 с.

33. Комаров А.А., Кондратенков Г.С., Курилов Н.Н., Лавров А.А., Саблин В.Н. и др. Радиолокационные станции воздушной разведки. М.: Воениздат, 1983.

34. Дудник П.И., Кондратенков Г.С., Татарский Б.Г., Ильчук А.Р., Герасимов А.А. Авиационные радиолокационные комплексы и системы. М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2006. 1112 с.

35. Кондратенков Г.С. Авиационные системы радиовидения: монография. М.: Радиотехника, 2015. 648 с. (Научная серия «Бортовые аэронавигационные системы»).

36. Самарин О.Ф., Соловьев А.А., Шарова Т.В. Радиолокационные системы многофункциональных самолетов. Т. 3. Вычислительные системы РЛС многофункциональных самолетов. М.: Радиотехника, 2007. 280 с.

37. Болховитинов О.В. Боевые авиационные комплексы и их эффективность. М.: Изд-во ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008. 226 с.
38. Макаренко С.И. Информационное противоборство и радиоэлектронная борьба в сетцентрических войнах начала XXI века: монография. СПб.: Научные технологии, 2017. 546 с.
39. Слободян М.Г., Можая Е.И., Подстригаев А.С. Способы и средства противодействия беспилотным летательным аппаратам // XXI Всероссийская научно-техническая конференция «Современные проблемы радиоэлектроники» (Красноярск, Россия, 3–4 мая 2018). Красноярск: Сибирский федеральный университет, 2018. С 46–50.
40. Ксендзук А.В. Комплекс радиолокационного обнаружения и подавления радиотехнических систем беспилотных летательных аппаратов // Вопросы радиоэлектроники. 2018. № 3. С. 19–24.

* * *

A Methodological Approach to Integrated Effectiveness Assessment Apply of Aviation Systems with UAVs. Part 1. Evaluation Methods for Effectiveness of Solving Radio Communication and Remote Monitoring Tasks

D. Pantenkov¹ 

¹JSC Kronstadt,
Moscow, 115432, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-60-78

Received 15th October 2019

Accepted 14th May 2020

For citation: Pantenkov D. A Methodological Approach to Integrated Effectiveness Assessment Apply of Aviation Systems with UAVs. Part 1. Evaluation Methods for Effectiveness of Solving Radio Communication and Remote Monitoring Tasks. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(2):60–78. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-60-78

Abstract: Currently, the use of aviation systems with unmanned aerial vehicles (UAVs) of various classes and special purposes has gained particular relevance and practical importance in the interests of both special customers and civilians. Modern UAVs are used both individually and as part of a group, they can carry several target loads on board simultaneously, they are built on various physical principles: a multifunctional optoelectronic system, a digital aerial system, an airborne radar station, a radio and electronic reconnaissance system, and a system communications for transmitting data from target loads (sensors) to a mobile device (for example, a tablet) to a remote subscriber, etc. However, the question of determining the effectiveness of solving both individual UAV targets and finding an integrated assessment of the effectiveness of using aviation complexes with UAVs when solving a set of targets (sequentially or sequentially-in parallel in time) taking into account their priority and a number of other factors. This article structurally consists of three parts. In the first part, we can observe a scientific and methodological approach to determining the effectiveness of solving particular communication targets and remote monitoring by a complex with UAVs according to the probability of their solution is developed. In the framework of this approach, a mathematical apparatus has been developed for the functional dependence of the probabilities of solving particular target problems with the design parameters of target loads as part of the UAV, taking into account the peculiarities of its functioning and under the conditions of existing limitations and assumptions. The scientific and methodological approach allows already at the stage of the formation of the tactical and technical task for the complex with UAVs to obtain, using the calculation method, quantitative estimates of the probabilities of solving particular targets taking into account the technical backlog of industrial enterprises for key components of the complex (target loads, communications equipment complex, etc.). The methodological apparatus developed in the article is universal and invariant with respect to input parameters, i.e., the number of tasks to be solved, the stages of operation of the complex with UAVs, and can be easily adapted to new conditions of use. It should be noted that the result of the arti-

cle is the methodological apparatus for finding exactly the integral estimate. Finding performance assessments for the group use of UAVs, as well as taking into account possible countermeasures, is beyond the scope of this article and is a direction of further research on this topic.

Keywords: complexes with UAV, integrated assessment of effectiveness, local targets, probability of solution, radio communication, remote monitoring, optical-electronic system, digital aerophotocamera high-resolution, radar system, design parameters.

References

1. Verba V.S., Tatarsky B.G. *Complexes with Unmanned Aerial Vehicles in 2 Books*. Moscow: Radiotekhnika Publ.; 2016. 1352 p. (in Russ.)
2. Sklar B. *Digital communications. Fundamentals and Applications*. NJ: Prentice Hall; 2001. 1079 p.
3. Merkulov V.I., Drogalin V.V., Konashenkov A.I., et al. *Aircraft Systems Control. Vol.1. Principles of construction of Radio Control Systems. Fundamentals of Synthesis and Analysis*. Moscow: Radiotekhnika Publ.; 2003. 192 p. (in Russ.)
4. Rostopchin V.V. *Basic framework for assessing the effectiveness of unmanned aircraft systems for aerial reconnaissance*. Available from: URL: http://www.uav.ru/articles/basic_uav_efficiency.pdf [Accessed 23rd June 2020]
5. Dolzhenkov N.N., Abramov A.V., Egorov A.T., Lomakin A.A., Pantenkov D.G. *Unmanned Aerial Vehicle Radio Terminal*. Patent RF no. 191165, 26.07.2019 (in Russ.)
6. Egorov A., Lomakin A., Pantenkov D. Mathematical Models of Satellite Communication Systems with Unmanned Aerial Vehicles and Counter-Means of Radio Control. Part 1. *Proc. of Telecom. Universities*. 2019;5(3):19–26. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-3-19-26
7. Lomakin A., Pantenkov D., Sokolov V. Mathematical Models of Satellite Communication Systems with Unmanned Aerial Vehicles and Counter-Means of Radio Control. Part 2. *Proc. of Telecom. Universities*. 2019;5(4):37–48. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-4-37-48
8. Pantenkov D.G., Gusakov N.V., Egorov A.T., Lomakin A.A., Litvinenko V.P., Velikoivanenko V.I., et al. Technical Implementation of High-Speed Information Channel of Radio Communication from Unmanned Aerial Vehicle to Ground Control Point. *Bulletin of Voronezh State Technical University*. 2019;15(5):52–71. (in Russ.)
9. Pantenkov D.G., Lomakin A.A. Assessment of stability of the satellite channel of control of unmanned aerial vehicles at influence of intentional interference. *Radioengineering*. 2019;83(11):43–50. (in Russ.) DOI:10.18127/j00338486-201911(17)-04
10. Dolzhenkov N.N., Pantenkov D.G., Egorov A.T., Lomakin A.A., Litvinenko V.P., Velikoivanenko V.I., Lu-Ke-Syu E.Yu. Technical Characteristics of the Means for Satellite Radiocommunication with Unmanned Aerial Vehicles. *Bulletin of the Voronezh State Technical University*. 2019;15(3):74–82. (in Russ.) DOI:10.25987/VSTU.2019.15.3.011
11. Dolzhenkov N.N., Pantenkov D.G., Litvinenko V.P., Lomakin A.A., Egorov A.T., Gritsenko A.A. Integrated Complex of the LongDistance Radiocommunication for Increase Efficiency of the Solution of Target Tasks by Unmanned Vehicle. *Bulletin of Voronezh State Technical University*. 2019;15(3):102–108. (in Russ.) DOI:10.25987/VSTU.2019.15.3.0
12. Pantenkov D.G. Results of the Analysis of Ground Tests of the Satellite Radio Communication Complex for Unmanned Aerial Vehicles. *Bulletin of the Ryazan state radio engineering University*. 2019;69:42–51. (in Russ.)
13. Melnikov Yu.P. *Aerial Electronic Reconnaissance (Methods of Assessment of Effectiveness)*. Moscow: Radiotekhnika Publ.; 2005. 304 p. (in Russ.)
14. Moiseev V.S., Tutubalin P.I. To the Problem of Information Security of Unmanned Aircraft Systems. *Proceedings of the VI International Scientific and Technical Conference on Problems and Prospects of Development of Aviation, Land Transport and Energy, ANTE-2011, 12–14 October 2011, Kazan, Russia*. Kazan: Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev – KAI Publ.; 2011. vol.2. p.324–331. (in Russ.)
15. Moiseev V.S. The Main Directions of Solving the Problems of Theory and Practice of Russian Unmanned Aircraft. *Proceedings of the International Scientific and Practical Conference on Modern Technologies, Materials, Equipment and Accelerated Restoration of Qualified Personnel Potential – the Key Links in the Revival of the Domestic Aviation and Rocket Industry, 14–16 August 2012, Kazan, Russia*. Kazan: Vertolet Publ.; 2012. vol.2. p.152–163. (in Russ.)
16. Moiseev V.S. Russian Unmanned Aviation Equipment: the Main Problems and Solutions. *Proceedings of the XVII Technical Scientific Conference on Aviation Dedicated to the Memory of N.E. Zhukovsky*. 2013;1:470–474. (in Russ.)
17. Moiseev V.S., Gushchina D.S., Moiseev G.V. *Fundamentals of the Theory of Creation and Application of Information Unmanned Aircraft Systems*. Kazan: Ministry of Education and Science of the Republic of Tatarstan Publ.; 2010. 196 p. (Series "Modern Applied Mathematics and Informatics"). (in Russ.)
18. Moiseev G.V., Moiseev V.S. *Fundamentals of the Theory of Creation And Application of Simulation Unmanned Aircraft Systems*. Kazan: Redaktsionno-izdatelskiy tsentr Publ.; 2013. 208 p. (Series "Modern Applied Mathematics and Informatics"). (in Russ.)
19. Pantenkov D.G., Gusakov N.V., Sokolov V.M. Method of Integral Evaluation of Efficiency of Complex Targets Spacecraft Multipurpose Space System. *Actual Problems of Designing of Space Systems and Complexes. Collection of Scientific Works of Graduate Students and Competitors of Scientific Degrees*. Khimki: Nauchno-proizvodstvennoye obiedineniye im. S.A. Lavochkina Publ.; 2013. vol.14. p.65–86. (in Russ.)
20. Pantenkov D.G., Gusakov N.V., Sokolov V.M., Velikoivanenko V.I., Konstantinov V.S. A Set of Methodologies for Assessing the Effectiveness of Addressing Specific Targets of Wartime Spacecraft Multipurpose Space System. *Actual Problems of Designing of Space Systems and Complexes. Collection of Scientific Works of Graduate Students and Competitors of Scientific Degrees*. Khimki: Nauchno-proizvodstvennoye obiedineniye im. S.A. Lavochkina Publ.; 2014. vol.15. p.107–150. (in Russ.)
21. Pantenkov D.G., Gusakov N.V., Sokolov V.M., Velikoivanenko V.I., Lomakin A.A. A Set of Methods for Assessing the Effectiveness of the Solution of Specific Objectives of Peacetime Spacecraft Multi-Purpose Space System. *Actual Problems of Designing*

of Space Systems and Complexes. Collection of Scientific Works of Graduate Students and Competitors of Scientific Degrees. Khimki: Nauchno-proizvodstvennoye obiedineniye im. S.A. Lavochkina Publ.; 2014. vol.15. p.89–106. (in Russ.)

22. Makarov I.M., Lokhin V.M., Manko S.V. et al. Intellectual Control System of Unmanned Aerial Vehicles on the Basis of Complex Use of Technologies of Fuzzy Logic and Associative Memory. *Aerospace Instrument-Making*. 2002; 2:29–36. (in Russ.)

23. Zheltov S.Y., Vizilter Y.V. Prospects for the intellectualization of flying vehicle control systems by machine vision technologies. *Proceedings of Moscow Institute of Physics and Technology (State University)*. 2009;1(4):164–181. (in Russ.)

24. Pavlov A.M. The Principles of the Organization of Onboard Computing Systems of Advanced Aircraft. *Mir kompyuternoy avtomatizatsii*. 2001;4. (in Russ.)

25. Pantenkov D.G. Results of mathematical modeling of noise immunity of satellite radio navigation systems under the influence of deliberate interference. *Achievements of Modern Radioelectronics*. 2020;74(2):57–68. (in Russ.) DOI:10.18127/j20700784-202002-05

26. Vikulov O.V., Dobyichin V.D., Dragalin V.V. Modern state and prospects of development of the aviation electronic warfare. *Foreign Radioelectronics. Achievements of Modern Radioelectronics*. 1998;12:3–16. (in Russ.)

27. Osipov G.S., Tikhomirov I.A., Khachumov V.M., Yakovlev K.S. Intelligent Vehicle Control Systems: Standards, Projects, Achievements. *Aerospace Instrument-Making*. 2009;6:34–43. (in Russ.)

28. Sentyabrev O.I., Malyshev V.A. Application of Artificial Intelligence Elements to Solve the Problems of Aircraft Protection from Guided Missiles in Air Combat. *Proceedings of the XII International Scientific and Technical Conference "Cybernetics and High Technologies of the XXI Century", C&T-2011, 11–13 May 2011, Voronezh, Russia*. Voronezh: Voronezh State University Publ.; 2011. vol.2. p.497–503. (in Russ.)

29. Pantenkov D.G., Litvinenko V.P. Algorithms of Formation and Processing of Radio Signals of Command and Telemetry Radio Lines and Technical Proposals for Their Implementation. *Bulletin of the Voronezh State Technical University*. 2020;16(2):90–105. (in Russ.) DOI:10.25987/VSTU.2020.16.2.014

30. Pantenkov D.G., Litvinenko V.P. Digital statistical simulation model of signal processing in navigation equipment of consumers of satellite radio navigation systems. *Bulletin of the Voronezh State Technical University*. 2020;16(1):87–99. (in Russ.) DOI:10.25987/VSTU.2020.16.1.011

31. Khalil M. Intellectual Technologies of decision-making on management of technical means in Information Processing Systems. *Bulletin of Voronezh State Technical University*. 2009;5(7):10–13. (in Russ.)

32. Ovsyannikov V.A. *System Assessment and Optimization of Non-Scanning Thermal Imaging Devices*. DSc Thesis. Kazan: State Institute of Applied Optics Publ.; 2007. 387 p. (in Russ.)

33. Komarov A.A., Kondratenkov G.S., Kurilov N.N., Lavrov A.A., Sablin V.N. et al. *Radar Stations of Air Reconnaissance*. Moscow: Voenizdat Publ.; 1983. (in Russ.)

34. Dudnik P.I., Kondratenkov G.S., Tatarsky B.G., Ilchuk, A.R., Gerasimov A.A. *Aviation Radar Systems*. Moscow: Air Force Engineering Academy named after N.E. Zhukovsky Publ.; 2006. 1112 p. (in Russ.)

35. Kondratenkov G.S. *Aviation System Radiovision*. Moscow: Radiotekhnika Publ.; 2015. 648 p. (Scientific series "Airborne Air Navigation Systems"). (in Russ.)

36. Samarin O.F., Soloviev A.A., Sharova T.V. *Radar Systems of Multifunctional Aircraft. Vol. 3. Computing Radar System Multifunctional Aircraft*. Moscow: Radiotekhnika Publ.; 2007. 280 p. (in Russ.)

37. Bolkhovitinov O.V. *Combat Aviation Complexes and Their Effectiveness*. Moscow: Air Force Engineering Academy named after N.E. Zhukovsky Publ.; 2008. 226 p. (in Russ.)

38. Makarenko S.I. *Information Warfare and Electronic Warfare in Network-Centric Wars of the Beginning of the XXI Century*. St. Petersburg: Naukoyemkiye tekhnologii Publ.; 2017. 546 p. (in Russ.)

39. Slobodyan M.G., Mozhaeva E.I., Podstrigaev A.S. Ways and Means of Countering Unmanned Aerial Vehicles. *Proceedings of the XXI All-Russian Scientific and Technical Conference "Modern Problems of Radio Electronics"*, 3–4 May 2018, Krasnoyarsk, Russia. Krasnoyarsk: Siberian Federal University Publ.; 2018. p.46–50. (in Russ.)

40. Ksendzuck A.V. Unmanned Aerial Vehicle Detection and Jamming Radio Complex. *Issues of radio electronics*. 2018;3:19–24. (in Russ.)

Сведения об авторе:

ПАНТЕНКОВ
Дмитрий Геннадьевич

кандидат технических наук, заместитель Главного конструктора по радиосвязи Московского филиала по беспилотному направлению АО «Кронштадт»,
pantenkov88@mail.ru
 <https://orcid.org/0000-0002-1753-2746>

Использование многоуровневых вычислительных систем для обработки одноранговых пользовательских запросов в мобильных сетях

Р.Я. Пирмагомедов^{1, 2*}, А.А. Ахмед²

¹Университет Тампере,
Тампере, 33100, Финляндия

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

*Адрес для переписки: rustam.pirmagomedov@tuni.fi

Информация о статье

Поступила в редакцию 26.02.2020

Принята к публикации 22.06.2020

Ссылка для цитирования: Пирмагомедов Р.Я., Ахмед А.А. Использование многоуровневых вычислительных систем для обработки одноранговых пользовательских запросов в мобильных сетях // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 2. С. 79–86. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-79-86

Аннотация: Эволюция приложений Интернета Вещей диктует новые, более жесткие требования к скорости передачи и обработки информации. Для снижения задержки большую популярность набирают периферийные вычисления мультисервисного доступа. Такой подход позволяет обрабатывать данные пользователей ближе к их местоположению. Однако такие решения могут не учитывать специфику приложений, основанных на одноранговых пользовательских запросах (P2P). **Предмет исследования.** В статье исследуется время обработки P2P запросов в мобильных сетях. **Метод.** В качестве основного метода исследования использовалось имитационное моделирование. **Основные результаты.** Результаты работы позволяют сделать вывод о недостаточной эффективности периферийных вычислений мультисервисного доступа в их стандартном архитектурном исполнении. В то же время разработанное решение на основе многоуровневой архитектуры с многоадресной маршрутизацией обеспечивает значительно более низкое время обработки запросов. **Практическая значимость.** Предложенное авторами решение способно обеспечить работоспособность приложений, требующих минимальной сетевой задержки, как например, медицинские приложения, беспилотный транспорт, поиск различных поставщиков услуг с привязкой к географическим координатам.

Ключевые слова: 5G, P2P, одноранговые сервисы, IMT2030.

Введение

В последнее время наблюдается широкий интерес к одноранговым (P2P, от англ. Peer-to-Peer, равный к равному) услугам в мобильных сетях. Такие сервисы рассматривают взаимодействие пользователей в относительной близости, когда один пользователь ищет услуги, а другой готов их предоставить (например, приложения такси). Такие сервисы рассматриваются в качестве ключевого технологического компонента сетей IMT2030 [1], в которых доля самоорганизующихся одноранговых структур будет постепенно увеличиваться по отношению к инфраструктурным решениям.

В настоящее время такие сервисы реализуются при помощи централизованной архитектуры, обрабатывая пользовательские запросы на центральном сервере. Такой подход часто критикуется за высокие задержки и неэффективное использование сетевых ресурсов, поскольку запрос может быть обработан локально без пересылки данных через центральный сервер, что особенно важно для приложений реального времени [2].

Значительное количество недавних исследований было сосредоточено на обеспечении низкой задержки с использованием технологии граничных вычислений (MEC, от англ. Mobile Edge Computing) [3–5]. В основном улучшения были достигнуты за счет разгрузки вычислительных задач от ограни-

ченных пользовательских устройств к более мощным устройствам, расположенным совместно с базовыми станциями (БС) сотовых сетей, и делегирования доли серверных функций этим объектам [6].

Однако в известных публикациях в необходимой степени не были рассмотрены вопросы внедрения MEC для распределенных P2P-сервисов в мобильных сетях. Поэтому в данной работе мы решаем эту актуальную задачу. В частности, в статье рассмотрен сценарий услуги, при которой требуется взаимодействие между пользователями в реальном времени. В рамках рассмотренного сценария решается задача снижения среднего времени обработки P2P запроса.

Архитектура многоуровневой вычислительной системы в сетях мобильной связи пятого поколения

Архитектура сетей связи пятого поколения (5G), стандартизированная в пятнадцатом релизе консорциума 3GPP (*от англ.* 3rd Generation Partnership Project), отличается высокой гибкостью и возможностью предоставления различных услуг в рамках одной сети доступа. В отличие от предыдущих поколений, в 5G обеспечивается динамическое программное управление радиоресурсами во всех частотных диапазонах и явное разделение уровня пользовательских данных и уровня сигнализации. Общий вид архитектуры радиодоступа 5G приведен на рисунок 1.

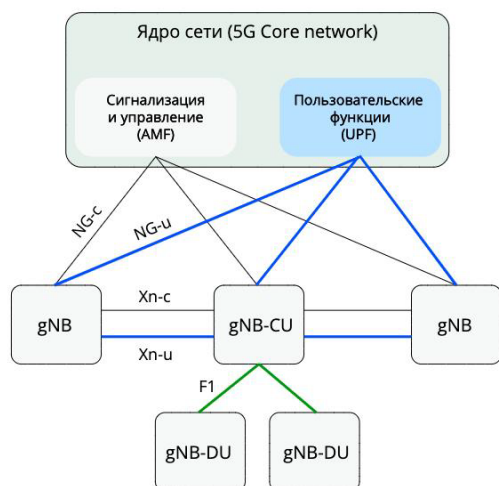


Рис. 1 Архитектура сетей радиодоступа пятого поколения

Fig. 1 The Fifth-Generation Radio Access Network Architecture

Архитектура состоит из ядра сети, узлов доступа (gNB, *от англ.* Next Generation Node B), которые с некоторыми оговорками можно считать базовыми станциями, и интерфейсов взаимодействия. Для взаимодействия gNB друг с другом используются Xn-интерфейсы, для взаимодействия с ядром сети – NG-интерфейсы. Каждый из этих интерфейсов также подразделяется на пользовательский и сигнальный. Xn-интерфейсы в основном используются для обеспечения мобильности пользователей

между базовыми станциями, поддержки множественных соединений пользователя с несколькими базовыми станциями одновременно и сопутствующего управления радио ресурсами. NG-интерфейсы используются для обеспечения функций UPF/AMF. Сигнализация и управление сетью доступа обеспечивается функциями AMF ядра сети, в то время как управление пользовательскими данными обеспечивается сетевой UPF (*от англ.* User Plane Function – функция передачи данных пользователей).

Вычислительные ресурсы MEC часто целесообразно размещать в точках агрегации доступа (например, gNB-CU). Это обусловлено, в первую очередь, наличием инфраструктуры, оставшейся от более ранних поколений сети и оказавшейся невостребованной в процессе эволюции технологий. Например, площадки, использовавшиеся под размещение мультиплексоров цифровых абонентских линий (DSLAM). Эти площадки имеют необходимую инфраструктуру, включая энергоснабжение, кондиционирование, системы безопасности и каналы связи. В дополнение к этим площадкам, размещение MEC серверов возможно и непосредственно на вынесенных базовых станциях (gNB-DU или gNB). На рынке существует достаточно большое количество соответствующих решений. Таким образом, на уровне доступа возможна организация двух уровней MEC-систем.

Кроме того, одной из отличительных особенностей систем мобильной связи пятого поколения является виртуализация сетевых функций (NFV, *от англ.* Network Functions Virtualization), реализуемая в рамках пользовательских функций ядра сети (UPF). Благодаря NFV аппаратные ресурсы могут динамически перераспределяться между сервисами, реализованными в виде программных модулей. Это также актуально и для MEC систем, в которых потребности/запросы могут меняться динамически во временной области. Таким образом, уровень ядра сети можно рассматривать в качестве точки интеграции пользовательских приложений. Данная особенность активно используется сервис-провайдерами для повышения качества услуг, например, размещения серверов распределения контента (CDN, *от англ.* Content Delivery Network) компанией Netflix в сети оператора AT&T.

Описание рассматриваемого сценария

Чтобы проиллюстрировать вычислительные функции, необходимые для реализации сервиса, предположим, что в рассматриваемой области существует m пользователей, способных удовлетворить P2P-запрос с различной степенью качества, и n пользователей этот запрос инициирующих. Приложение обрабатывает каждый полученный запрос путем поиска устройства из множества m для каждого запроса, полученного от n , решая задачу многокритериальной оптимизации, в результате чего формируется матрица коэффициентов D :

$$D = \begin{pmatrix} d_{11} & \cdots & d_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{m1} & \cdots & d_{mn} \end{pmatrix}.$$

Наилучшее решение для каждого запроса определяется поиском наилучшего коэффициента в соответствующем столбце. При реализации приложений, подобных рассмотренному, следует учитывать, что чрезмерное количество запросов может привести к перегрузке центрального сервера [7]. Для снижения нагрузки на сервер можно использовать технологию МЕС [5, 7]. В рассматриваемом нами сценарии МЕС будет включать в себя три уровня вычислительных устройств, условно обозначенных как первый уровень, второй уровень и центральный сервер (облако).

Территория, находящаяся в зоне обслуживания сервера, разделена на зоны обслуживания устройств второго уровня, каждая из которых, в свою очередь, разделены на несколько зон первого уровня. Вычислительные узлы первого уровня обладают относительно низкими вычислительными возможностями: одно такое устройство обрабатывает запросы с территории покрытия одной базовой станции. Вычислительные устройства второго уровня развертываются в точке агрегации потоков от нескольких базовых станций и обеспечивают обработку пользовательских запросов в случае, если они не могут быть удовлетворены на первом уровне системы. В случае, если запрос не может быть обработан на втором уровне, его обработка будет делегирована на центральный сервер.

Модель мобильности пользователей

В результате неравномерного распределения пользователей на рассматриваемой площади, обусловленного спецификой их мобильности, возможно возникновение повышенной нагрузки на отдельных элементах инфраструктуры, что должно быть учтено в разрабатываемой модели. В данной работе мы не рассматриваем влияние специфических событий, например, таких, как массовые спортивные мероприятия, и ограничимся рассмотрением традиционных моделей мобильности пользователей, которые в условиях городской среды характеризуется мобильностью пешеходов и транспорта. В данной работе мы примем допущение, что мобильность отдельно взятого пользователя не зависит от поведения других пользователей, равно как и от предыдущего состояния системы или ее отдельных элементов, что позволит воспользоваться случайными моделями мобильности в решаемой задаче для отдельного пользователя и далее масштабировать их до необходимого количества [8].

Для учета мобильности пешеходов воспользуемся моделью RWP (от англ. Random Way-Point). В соответствии с этой моделью пользователь выбирает произвольное направление движения (точку

на рассматриваемой плоскости) и скорость, с которой он будет двигаться. При этом скорость может быть представлена как постоянной величиной, так и ожидаемым значением случайной величины, заданной на определенном интервале. При достижении выбранной точки процедура повторяется. Таким образом, процесс движения пользователя представлен некоторым количеством итераций (N), для каждой из которых движение характеризуется следующим образом:

$$\{(X_{n-1}, X_n, V_n)\}, \quad n \in N,$$

где X_n – конечная точка движения для итерации n ; X_{n-1} – начальная точка движения (конечная точка движения для итерации $n - 1$); V_n – скорость.

Точка X_n выбирается таким образом, что угол между вектором $[X_{n-1}, X_n]$ и абсциссой равномерно распределен в диапазоне $[0, 2\pi]$, а расстояние $L_n = \|X_n - X_{n-1}\|$ – положительная случайная величина. В соответствии с [8] примем, что L_n для всех пешеходов определяется распределением Релея со средним:

$$E[L] = \frac{1}{2\sqrt{\lambda}},$$

где λ – параметр, характеризующий ожидаемое значение случайной величины L_n . Большие значения λ характеризуют более короткие расстояния между точками X_n и X_{n-1} .

Время движения (T) между точками X_n и X_{n-1} определяется скоростью V_n . В данной работе примем, что скорость является неизменной. В таком случае время определяется следующим образом:

$$E[T] = E\left[\frac{L}{V}\right] = \frac{1}{2V\sqrt{\lambda}}.$$

Далее определим пространственное распределение пользователей. Для пользователя, осуществляющего движение из X_n в X_{n-1} , определим вероятность его нахождения в зоне обслуживания некоторой базовой станции в процессе этого движения. В соответствии с теоремой, доказанной в [9], такое распределение на рассматриваемой территории характеризуется функцией плотности вероятности, которая может быть определена как:

$$f(r, \theta) = \frac{\sqrt{\lambda}}{\pi r} e^{-\lambda \pi r^2}.$$

Физический смысл этой функции можно интерпретировать следующим образом: пусть $dA(r, \theta)$ – это выпуклая область на рассматриваемой площади (зона обслуживания некоторой базовой станции) с центром в точке (r, θ) в системе полярных координат, тогда вероятность $P(dA(r, \theta))$ того, что пользователь находится в этой области в процессе движения из X_n в X_{n-1} может быть аппроксимирована следующим образом:

$$P(dA(r, \theta)) = f(r, \theta) \cdot |dA(r, \theta)|,$$

где $|dA(r, \theta)|$ – это площадь интересующей нас области.

Анализ вероятностей для всех пар пользователь-БС при известной интенсивности запросов, генерируемых каждым пользователем, позволит определить ожидаемую интенсивность запросов, поступающих на каждую базовую станцию. В случае необходимости расчета вероятности переключения пользователя между БС, рассмотренная модель может быть также дополнена выводами, полученными в [10, 11]. Для описания мобильности транспорта широко используется модель MG (от англ. Manhattan Grid – сетка Манхэттена). В соответствии с данной моделью движение осуществляется вдоль «вертикальных» и «горизонтальных» улиц. Конечными точками движения на каждой итерации являются пересечения этих улиц (перекрестки). В этих точках пользователь может выбрать новое направление движения, при этом относительный угол нового направления движения кратен $\pi/2$ и выбор каждого из четырех возможных направлений движения равновероятен.

Допустим, скорость движения транспорта в данной модели также будет постоянной. Тогда в соответствии с [12], функция плотности вероятности, характеризующая пространственное распределение пользователей (в Декартовой системе координат), может быть определена как:

$$f(x, y) = \frac{3}{16}(2x - x^2 + 2y - y^2),$$

где x и y – размеры рассматриваемой площадки.

При условии, что плотность возможных маршрутов равномерно распределена по рассматриваемой территории, и при невозможности выхода пользователей за ее границы, плотность пользователей будет выше в области геометрической середины (рисунок 2). На горизонтальных осях рисунка (x, y) отложены отклонения (в метрах) относительно середины рассматриваемой области, которая имеет координаты $(0, 0)$.

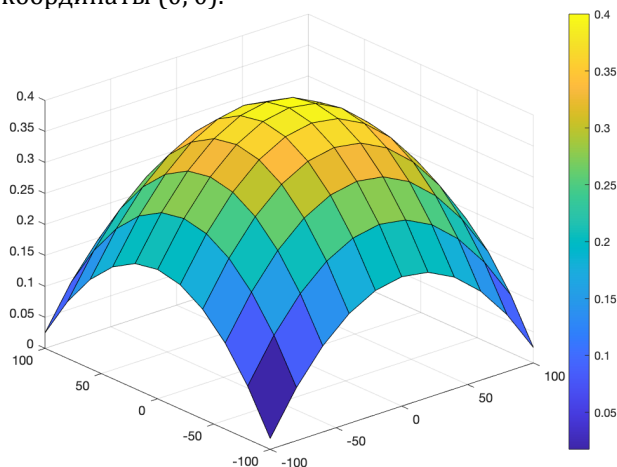


Рис. 2. Распределение плотности вероятности нахождения пользователя в соответствии с моделью MG

Fig. 2. The Probability Distribution Function for a Spatial Location of a User Following MG Model

Таким образом, для учета влияния фактора неравномерного распределения пользователей на нагрузку в системе, необходимо проанализировать совокупную плотность вероятности для заданного количества пользователей в зоне каждой из БС.

Модель обслуживания запросов

Количество запросов на обслуживание, поступающих на БС, характеризуется количеством пользователей, находящихся в зоне обслуживания, и ожидаемой интенсивностью запросов, генерируемых одним пользователем. Когда запрос принимается узлом более высокого уровня, область, обработанная на более низких уровнях, исключается из диапазона анализа. Такой подход позволяет более эффективно использовать вычислительные ресурсы. Если обработка одного запроса в узлах одного уровня занимает одинаковое количество времени, а вычислительные ресурсы, доступные на узлах, пропорциональны вычислительной сложности задачи, выполняемой на каждом уровне (размер базы данных), то время обработки запроса t также будет одинаковым для каждого вычислительного объекта.

Поскольку система допускает несколько запросов пользователя одновременно, то на вычислительных устройствах может возникнуть очередь. Также для рассматриваемой ситуации справедливо допущение о детерминированном времени обслуживания запроса на серверах, так как процедуры обслуживания представляет собой поиск в базе данных, при этом размер базы данных на устройствах одного класса можно принять примерно одинаковым. При этом интенсивность запросов, поступающих на вход системы, в аналогичных задачах моделируется Пуассоновским случайным процессом [13, 14]. Таким образом рассматриваемая система может быть описана с помощью модели M/D/1. Средняя задержка, вызванная ожиданием в очереди на устройстве первого уровня tq_1 , может быть определена из [15] следующим образом:

$$tq_1 = \frac{\lambda_1}{2 \cdot \mu_1(\mu_1 - \lambda_1)},$$

где μ_1 – скорость обслуживания на устройствах первого уровня, для $\mu = 1/t$ (для всех узлов одного уровня μ равны); λ_1 – средняя скорость поступления запросов от пользователей на устройство первого уровня, являющаяся произведением интенсивности запросов, генерируемых пользователями, и вероятности их нахождения в зоне базовой станции, рассмотренной в предыдущем разделе.

Если запрос может быть обработан на устройстве первого уровня с вероятностью P_1 , то интенсивность поступления запросов на устройство второго уровня λ_2 определяется как:

$$\lambda_2 = (1 - P_1)\lambda_1 N_1,$$

где N_1 – количество устройств первого уровня в зоне обслуживания одного устройства второго

уровня. Средняя задержка, вызванная ожиданием в очереди на устройстве второго уровня tq_2 , может быть выражена как:

$$tq_2 = \frac{(1 - P_1)\lambda_1 N_1}{2 \cdot \mu_2(\mu_2 - (1 - P_1)\lambda_1 N_1)}.$$

Наконец, если запрос может быть обработан на устройстве второго уровня с вероятностью P_2 , интенсивность поступления запросов на сервер λ_{server} определяется как:

$$\lambda_{\text{server}} = (1 - P_2)(1 - P_1)\lambda_1 N_1 N_2,$$

где N_2 – это число устройств второго уровня в рассматриваемой системе.

Средняя задержка, вызванная ожиданием в очереди на сервере tq_{server} , может быть выражена как:

$$tq_{\text{server}} = \frac{(1 - P_2)(1 - P_1)\lambda_1 N_1 N_2}{2 \cdot \mu_{\text{server}}(\mu_{\text{server}} - (1 - P_2)(1 - P_1)\lambda_1 N_1 N_2)}.$$

В соответствии с построенной аналитической моделью, среднее время обслуживания запроса T_q будет распределено следующим образом:

$$T_q = \begin{cases} tq_1 + tn_1 + t, & P_1 \\ tq_1 + tq_2 + tn_2 + 2t, & (1 - P_1)P_2, \\ tq_1 + tq_2 + tn_{\text{server}} + 3t, & (1 - P_1)(1 - P_2) \end{cases}$$

где tn_1 , tn_2 , tn_{server} – сетевые задержки между пользователем и вычислительными устройствами соответствующих уровней.

При необходимости, данное решение может быть выведено для общего случая с i иерархических уровней вычислительных устройств. Помимо инфраструктурных сетей мобильной связи, разработанная модель может быть также применена в ячеистых сетях. В этом случае обработка запроса может осуществляться на центральных узлах кластеров.

Численные результаты

Чтобы оценить преимущества от использования многоуровневой архитектуры обработки одноранговых запросов, была проведена серия экспериментов с использованием инструментария имитационного моделирования (программный комплекс WinterSIM); с набором параметров для частного случая представлен в таблице 1.

В ходе эксперимента в качестве базового сценария рассматривалась централизованная архитектура, при которой все запросы обрабатываются на одном сервере, а в качестве альтернативы – многоуровневая архитектура с МЕС [16–18]. Гистограмма времени обработки запросов, полученная в ходе эксперимента, приведена на рисунке 3. На графике наблюдается некоторый разброс результатов для случая с многоуровневой архитектурой, что обусловлено различной сетевой задержкой до серверов, на которых происходила обработка запросов.

Результаты эксперимента показывают, что многоуровневая архитектура позволяет сократить среднее

время обработки, если пользователи находятся в зоне одного устройства второго уровня. В противном случае, обработка запроса с ее использованием потребует почти вдвое большего времени по сравнению с централизованной архитектурой.

ТАБЛИЦА 1. Параметры имитационного моделирования

TABLE 1. Simulation Parameters

Параметр	Значение
Модель мобильности пользователей	RWP + MG
Длительность эксперимента	100 сек
Размер буфера на устройствах первого уровня	30 запросов
Размер буфера на устройствах второго уровня	120 запросов
Размер буфера на сервере	960 запросов
Сетевая задержка до сервера первого уровня (microcloud), tn_{micro}	1 мс
Сетевая задержка до сервера второго уровня (minicloud), tn_{mini}	6 мс
Сетевая задержка до центрального сервера, tn_s	45 мс
Время обработки запроса, t	50 мс

С целью улучшения характеристик была проведена серия дополнительных экспериментов с измененным типом маршрутизации.

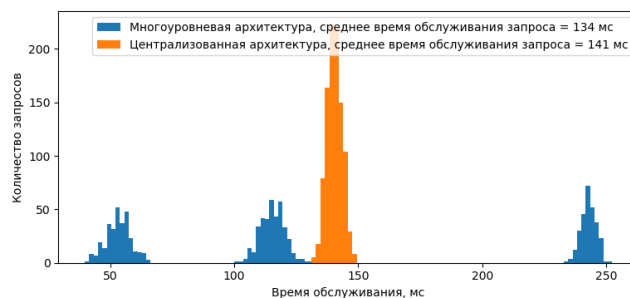


Рис. 3. Распределение времени обработки P2P запросов для различных сетевых архитектур

Fig. 3. Histogram of P2P Request Processing Time for Different Architectures

В частности, пользовательский запрос отправлялся мультивещанием на устройства первого, второго и центрального уровней. Гистограмма времени обработки запроса для данного случая представлена на рисунке 4.

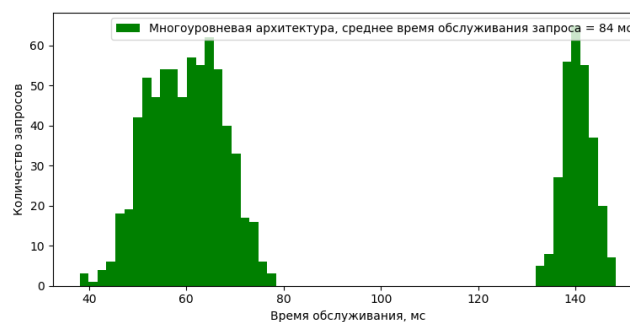


Рис. 4. Многоуровневая архитектура с многоадресной маршрутизацией P2P запросов

Fig. 4. The Request Processing Time When Using Multicasting Over the Multi-Level Architecture

Как видно из графика, наблюдается некоторый разброс в значениях времени обработки запросов, что, как и в первом случае, объясняется разницей в сетевой задержке до соответствующих серверов. В целом, мультитематическая схема отправки запросов позволяет добиться значительных преимуществ перед классической облачной архитектурой, а также многоуровневой архитектурой с однонаправленной схемой отправки запросов.

Среднее время обработки Р2Р-запросов (в мс) для всех архитектурных схем, рассмотренных в ходе эксперимента, следующее: централизованная – 141; многоуровневая – 134; многоуровневая с многоадресной маршрутизацией – 84. Как видно из результатов, стандартная МЕС архитектура не обеспечивает значительного улучшения времени обработки запросов, что в первую очередь обусловлено ее последовательным, итеративным алгоритмом поиска. В случае использования МЕС архитектуры совместно с многоадресной маршрутизацией, время обработки запросов сокращается за счет распараллеливания процесса поиска оптимального решения.

Заключение

Результаты работы показывают, что стандартная многоуровневая архитектура граничных вычислений не обеспечивает значительного улучшения времени обработки запросов одноранговых запросов в мобильных сетях. Однако производительность стандартной многоуровневой архитектуры может быть резко повышена при использовании многоадресной маршрутизации (запросы направляются одновременно на все уровни системы). Предложенная многоуровневая архитектура с многоадресной маршрутизацией улучшает работоспособность приложений, основанных на одноранговых запросах и требующих низкой задержки.

В условиях возрастающей роли самоорганизующихся сетей и одноранговых сервисов, в качестве следующего этапа развития данной работы, следует рассмотреть предоставление одноранговых сервисов в беспроводных ячеистых сетях. Это позволит обеспечить доступность одноранговых сервисов в условиях ограниченности либо отсутствия доступа к мобильной сети.

Список используемых источников

1. Zhang Z., Xiao Y., Ma Z., Xiao M., Ding Z., et al. 6G Wireless Networks: Vision, requirements, architecture, and Key Technologies // IEEE Vehicular Technology Magazine. 2019. Vol. 14. Iss. 3. PP. 28–41. DOI:10.1109/MVT.2019.2921208
2. Pirmagomedov R., Hudoev I., Shangina D. Simulation of Medical Sensor Nanonetwork Applications Traffic // Proceedings of the 19th International Conference on Distributed Computer and Communication Networks (DCCN 2016, Moscow, Russia, 21–25 November 2016). Communications in Computer and Information Science (CCIS). Vol. 678. Cham: Springer, 2016. PP. 430–441. DOI:10.1007/978-3-319-51917-3_38
3. Yousefpour A., Fung C., Nguyen T., Kadiyala K., Fatemeh J., et al. All one needs to know about fog computing and related edge computing paradigms: A complete survey // Journal of Systems Architecture. 2019. Vol. 98. PP. 289–330. DOI:10.1016/j.sysarc.2019.02.009
4. Hu Y.C., Patel M., Sabella D., Sprecher N., Young V. Mobile Edge Computing: A key technology towards 5G // ETSI White Paper. 2015. No. 11. 16 p.
5. Ren J., Yu G., He Y., Li G.Y. Collaborative Cloud and Edge Computing for Latency Minimization // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2019. Vol. 68. Iss. 5. PP. 5031–5044. DOI:10.1109/TVT.2019.2904244
6. Pirmagomedov R., Blinnikov M., Glushakov R., Muthanna A., Kirichek R., et al. Dynamic data packaging protocol for Real-Time Medical Applications of Nanonetworks // Proc. of the 17th Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems (NEW2AN 2017), 10th Conference on Internet of Things and Smart Spaces (ruSMART 2017), Third International Workshop on Nano-scale Computing and Communications (NsCC 2017), St. Petersburg, Russia, 28–30 August 2017. Lecture Notes in Computer Science (LNCS). Vol. 10531. Springer: Cham, 2017. PP. 196–205. DOI:10.1007/978-3-319-67380-6_18
7. Mach P., Becvar Z. Mobile Edge Computing: A Survey on Architecture and Computation Offloading // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2017. Vol. 19. Iss. 3. PP. 1628–1656. DOI:10.1109/COMST.2017.2682318
8. Поселенцева Д. Ю., Замятина Е. Б. Опыт исследования алгоритмов маршрутизации и передачи данных в ad-hoc-сетях // Вестник пермского университета. Серия: Математика. Механика. Информатика. 2019. № 4(47). С. 76–85. DOI:10.17072/1993-0550-2018-4-76-85
9. Lin X., Ganti R.K., Fleming P.J., Andrews J.G. Fundamentals of mobility in cellular networks: Modeling and analysis // Proceedings of IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM, Anaheim, USA, 3–7 December 2012). IEEE, 2012. PP. 5433–5438. DOI:10.1109/GLOCOM.2012.6503985
10. Hyytiä E., Lassila P., Virtamo J. A Markovian Waypoint Mobility Model with Application to Hotspot Modeling // Proceedings of IEEE International Conference on Communications (Istanbul, Turkey, 11–15 June 2006). IEEE, 2006. Vol. 3. PP. 979–986. DOI:10.1109/ICC.2006.254875
11. Hyytiä E., Virtamo J. Random waypoint mobility model in cellular networks // Wireless Networks. 2007. Vol. 13. Iss. 2. PP. 177–188. DOI:10.1007/s11276-006-4600-3
12. Crescenzi P., Di Ianni M., Marino A., Rossi G., Vocca P. Spatial Node Distribution of Manhattan Path Based Random Waypoint Mobility Models with Applications // Proceedings of the 16th International Colloquium on Structural Information and Communication Complexity (SIROCCO 2009, Piran, Slovenia, 25–27 May 2009). Lecture Notes in Computer Science (LNCS). Vol. 5869. Berlin, Heidelberg: Springer, 2009. PP. 154–166. DOI:10.1007/978-3-642-11476-2_13
13. Tyagi R.R., Aurzada F., Lee Ki-Dong, Reisslein M. Connection establishment in LTE-A Networks: Justification of Poisson Process Modeling // IEEE Systems Journal. 2015. Vol. 11. Iss. 4. PP. 2383–2394. DOI:10.1109/JSYST.2014.2387371

14. Chlebus E., Brazier J. Nonstationary Poisson modeling of web browsing session arrivals // Information Processing Letters. 2007. Vol. 102. Iss. 5. PP. 187–190. DOI:10.1016/j.ipl.2006.12.015
15. Cooper R.B. Introduction to queueing theory. New York: North Holland, 1981.
16. Ateya A.A., Vybornova A., Kirichek R., Koucheryavy A. Multilevel cloud based Tactile Internet system // Proceedings of the 19th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT, Bongpyeong, South Korea, 19–22 February 2017). IEEE, 2017. PP. 105–110. DOI:10.23919/ICACT.2017.7890067
17. Атея А.А., Выборнова А.И., Кучерявый А.Е. Многоуровневая облачная архитектура для услуг тактильного интернета // Электросвязь. 2017. № 2. С. 26–30.
18. Ateya A.A., Sayed M.S., Abdalla M.I. Multilevel Hierarchical Clustering protocol for wireless sensor networks // Proceedings of International Conference on Engineering and Technology (ICET, Cairo, Egypt, 19–20 April 2014). IEEE, 2014. DOI:10.1109/ICEngTechnol.2014.7016756

* * *

Multi-Level Peer-to-Peer Requests Processing in Mobile Networks

R. Pirmagomedov^{1, 2}, A.A. Ahmed²,

¹Tampere University,
Tampere, 33100, Finland

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

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-79-86

Received 26th February 2020

Accepted 22nd June 2020

For citation: Pirmagomedov R., Ahmed A.A. Multi-Level Peer-to-Peer Requests Processing in Mobile Networks. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(2):79–86. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-79-86

Abstract: *The evolution of the Internet of Things application dictates new, more stringent requirements for the speed of transmission and processing of information. To reduce latency, peripheral multi-service access computing is gaining in popularity. This approach allows users to process data closer to their location. However, such solutions may not take into account the specifics of applications based on peer-to-peer user requests (P2P). Subject of study. The article explores the processing time of P2P requests in mobile networks. Method. The applied methodology includes methods of mathematical and simulation modeling. The main results. The results of the work allow us to conclude that the peripheral computing of multiservice access in their standard architectural design is insufficient. At the same time, the developed solution based on a multilevel architecture with multicast routing provides significantly lower query processing time. Practical significance. The solution proposed by the authors is able to ensure the operability of applications requiring minimal network latency, such as medical applications, unmanned vehicles, search for various service providers with reference to geographical coordinates.*

Keywords: 5G, P2P, IMT2030.

References

1. Zhang Z., Xiao Y., Ma Z., Xiao M., Ding Z., et al. 6G Wireless Networks: Vision, requirements, architecture, and Key Technologies. *IEEE Vehicular Technology Magazine*. 2019;14(3):28–41. DOI:10.1109/MVT.2019.2921208
2. Pirmagomedov R., Hudoev I., Shangina D. Simulation of Medical Sensor Nanonetwork Applications Traffic. *Proceeding of the 19th International Conference on Distributed Computer and Communication Networks, DCCN 2016, 21–25 November 2016, Moscow, Russia. Communications in Computer and Information Science (CCIS, vol. 678)*. Cham: Springer; 2016. p.430–441. DOI:10.1007/978-3-319-51917-3_38
3. Yousefpour A., Fung C., Nguyen T., Kadiyala K., Fatemeh J., et al. All one needs to know about fog computing and related edge computing paradigms: A complete survey. *Journal of Systems Architecture*. 2019;98:289–330. DOI:10.1016/j.sysarc.2019.02.009
4. Hu Y.C., Patel M., Sabella D., Sprecher N., Young V. Mobile Edge Computing: A key technology towards 5G // ETSI White Paper. 2015. No. 11. 16 p.

5. Ren J., Yu G., He Y., Li G.Y. Collaborative Cloud and Edge Computing for Latency Minimization. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2019;68(5):5031–5044. DOI:10.1109/TVT.2019.2904244
6. Pirmagomedov R., Blinnikov M., Glushakov R., Muthanna A., Kirichek R., et al. Dynamic data packaging protocol for Real-Time Medical Applications of Nanonetworks. *Proceedings of the 17th Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems (NEW2AN 2017), 10th Conference on Internet of Things and Smart Spaces (ruSMART 2017), 3d International Workshop on Nano-scale Computing and Communications (NsCC 2017), 28–30 August 2017, St. Petersburg, Russia. Lecture Notes in Computer Science (LNCS, vol. 10531)*. Springer: Cham; 2017. p.196–205. DOI:10.1007/978-3-319-67380-6_18
7. Mach P., Becvar Z. Mobile Edge Computing: A Survey on Architecture and Computation Offloading. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 2017;19(3):1628–1656. DOI:10.1109/COMST.2017.2682318
8. Poselentseva D.Yu., Zamyatina E.B. An experience of routing algorithms and a data transfer algorithms using simulation. *Vestnik permskogo universiteta. Seriya: Matematika. Mekhanika. Informatika*. 2019;4(47):76–85. (in Russ.) DOI:10.17072/1993-0550-2018-4-76-85
9. Lin X., Ganti R.K., Fleming P.J., Andrews J.G. Fundamentals of mobility in cellular networks: Modeling and analysis. *Proceedings of IEEE Global Communications Conference, GLOBECOM, 3–7 December 2012, Anaheim, USA*. IEEE; 2012. p.5433–5438. DOI:10.1109/GLOCOM.2012.6503985
10. Hyttia E., Lassila P., Virtamo J. A Markovian Waypoint Mobility Model with Application to Hotspot Modeling. *Proceedings of IEEE International Conference on Communications, 11–15 June 2006, Istanbul, Turkey*. IEEE; 2006. vol.3. p.979–986. DOI:10.1109/ICC.2006.254875
11. Hyttiä E., Virtamo J. Random waypoint mobility model in cellular networks. *Wireless Networks*. 2007;13(2):177–188. DOI:10.1007/s11276-006-4600-3
12. Crescenzi P., Di Ianni M., Marino A., Rossi G., Vocca P. Spatial Node Distribution of Manhattan Path Based Random Waypoint Mobility Models with Applications. *Proceedings of the 16th International Colloquium on Structural Information and Communication Complexity, SIROCCO 2009, 25–27 May 2009, Piran, Slovenia. Lecture Notes in Computer Science (LNCS, vol. 5869)*. Berlin, Heidelberg: Springer; 2009. p.154–166. DOI:10.1007/978-3-642-11476-2_13
13. Tyagi R.R., Aurzada F., Lee Ki-Dong, Reisslein M. Connection establishment in LTE-A Networks: Justification of Poisson Process Modeling. *IEEE Systems Journal*. 2015;11(4):2383–2394. DOI:10.1109/JSYST.2014.2387371
14. Chlebus E., Brazier J. Nonstationary Poisson modeling of web browsing session arrivals. *Information Processing Letters*. 2007;102(5):187–190. DOI:10.1016/j.ipl.2006.12.015
15. Cooper R.B. *Introduction to queueing theory*. New York: North Holland; 1981.
16. Ateya A.A., Vybornova A., Kirichek R., Koucheryavy A. Multilevel cloud based Tactile Internet system. *Proceedings of the 19th International Conference on Advanced Communication Technology, ICACT, 19–22 February 2017, Bongpyeong, South Korea*. IEEE; 2017. p.105–110. DOI:10.23919/ICAICT.2017.7890067
17. Ateya A.A., Vybornova A.I., Koucheryavy A.E. Multilevel cloud architecture for tactile internet applications. *Electrosvyaz*. 2017;2:26–30. (in Russ.)
18. Ateya A.A., Sayed M.S., Abdalla M.I. Multilevel Hierarchical Clustering protocol for wireless sensor networks. *Proceedings of International Conference on Engineering and Technology, 19–20 April 2014, ICET, Cairo, Egypt*. IEEE; 2014. DOI: 10.1109/ICEngTechnol.2014.7016756

Сведения об авторах:

ПИРМАГОМЕДОВ
Рустам Ярахмедович

кандидат технических наук, научный сотрудник факультета информационных технологий и коммуникаций университета Тампере, доцент кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,
rustam.pirmagomedov@tuni.fi
 <https://orcid.org/0000-0002-4860-8598>

АЛЬ АХМЕД
Арам

аспирант кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,
aramkurdian@gmail.com

Оценка точности позиционирования источника радиоизлучения разностно-дальномерным и угломерным методами. Часть 3. 3D-моделирование

Г.А. Фокин^{1*}, В.О. Лазарев¹

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

*Адрес для переписки: grihafokin@gmail.com

Информация о статье

Поступила в редакцию 23.04.2020

Принята к публикации 08.05.2020

Ссылка для цитирования: Фокин Г.А., Лазарев В.О. Оценка точности позиционирования источника радиоизлучения разностно-дальномерным и угломерным методами. Часть 3. 3D-моделирование // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 2. С. 87–102. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-87-102

Аннотация: Настоящая работа завершает цикл исследований по оценке точности позиционирования источников радиоизлучения с использованием разностно-дальномерного и/или угломерного метода для пространственного сценария. Предложен комплекс моделей и методов оценки пределов точности позиционирования по метрике эллипсоида рассеяния нижней границы Крамера – Рао и кругового сферического отклонения в 3D. На основе разработанного инструментария выполнен количественный и качественный анализ сценариев позиционирования в сверхплотных радиосетях 5G. Полученные оценки позволили верифицировать требования спецификаций 3GPP по точности и надежности приложений и услуг геолокации в перспективной экосистеме 5G.

Ключевые слова: нижняя граница Крамера – Рао, эллипсоид рассеяния, сферическое вероятное отклонение, разностно-дальномерный метод, угломерный метод, позиционирование, 5G, 3GPP.

1. Введение

Определяющим аспектом построения и функционирования перспективных сетей радиодоступа (СРД) 5G на уровне радиointерфейса является переход радиостанций в более высокочастотный диапазон сантиметровых (от 3 до 30 ГГц) и миллиметровых волн (от 30 до 300 ГГц) [1]. С одной стороны, вследствие физических ограничений на дальность радиосвязи с ростом частоты в перспективных СРД 5G говорят о так называемой концепции сверхплотных радиосетей с числом устройств до 10^6 на 1 км^2 [2]. Такая плотность радиостанций дает основания сделать вывод о высокой вероятности радиосвязи в условиях прямой видимости LOS (*от англ. Line of Sight*) и в перспективе способствует развитию децентрализованного взаимодействия радиостанций между собой [3]. С другой стороны, уменьшение длины волны открывает широкие возможности для практической реализации систем massive MIMO с пространственной обработкой сигналов и возможностью адаптивного диаграммообразования (ДО) при организации прямой радио-

связи между устройствами в режиме D2D [4]. Предварительный анализ дает основания полагать, что в перспективной экосистеме 5G сетевое позиционирование устройств будет уже не одной из дополнительных услуг, как это было в сетях предыдущих поколений, а важной составляющей построения и функционирования самоорганизующихся сетей [5], в том числе на основе радиостанций с направленными антеннами и адаптивным ДО [6]. Для практической реализации режима функционирования радиостанций в сверхплотных радиосетях с адаптивным ДО, которое, вследствие высокой вероятности радиолиний LOS, сможет компенсировать физические ограничения на дальность радиосвязи, необходимым условием является знание относительного расположения соседних станций, являющихся источниками радиоизлучения (ИРИ). Адаптивное формирование лучей диаграммы направленности антенн (ДНА) позволяет передающим и принимающим устройствам компенсировать издержки их сверхплотного распределения в пространстве за счет формирования максимумов

ДНА в направлении передачи/приема полезного сигнала и минимума ДНА в направлении внутрисистемных помех для других радиостанций. Компенсация внутрисистемных помех одновременно работающих устройств средствами ДО возможна за счет предварительного позиционирования других радиостанций [7]. В данном контексте применительно к СРД 5G известные категории радиосвязи и радиолокации/радионавигации или позиционирования оказываются взаимосвязанными. Если в сетях предыдущих поколений позиционирование было опциональным приложением, которое развивалось, в том числе, благодаря требованиям регулятора, то для цифровой экосистемы СПРС 5G задача позиционирования является уже не просто одной из дополнительных услуг, а фактором эффективности построения и функционирования радиостанций в составе сверхплотных радиосетей. Целью настоящего исследования является разработка комплекса моделей и методов оценки точности позиционирования источников радиоизлучения в пространстве для синтеза практических рекомендаций по организации их территориального и пространственного разнеса при функционировании в составе сверхплотных радиосетей.

2. Математические модели оценки пределов точности позиционирования РДМ и УМ в пространстве

Уточнение математических моделей оценки пределов точности позиционирования разностно-дальномерным (РДМ) и угломерным (УМ) методами в пространстве проводится на основе исследований [8, 9] для случая на плоскости. Принцип РДМ заключается в измерении разности времен прихода сигнала на пункты приема (ПП). В отличие от двухмерного случая в [10], при использовании РДМ в 3D предполагаемое местоположение (МП) ИРИ определяется пересечением как минимум трех гиперboloидов, как показано на рисунке 1 [11].

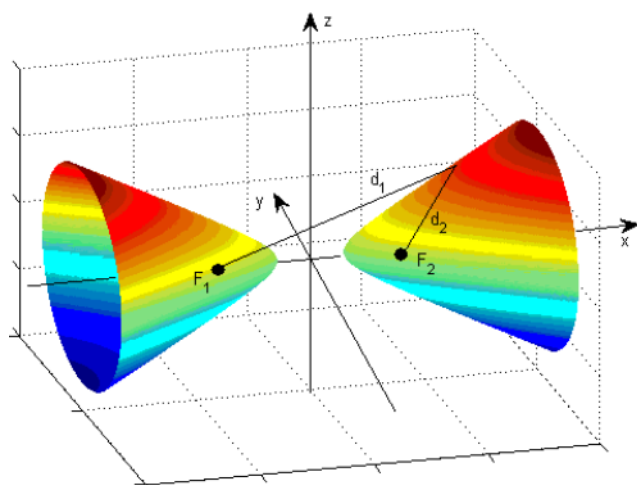


Рис. 1. Гиперboloид и расстояние между фокусами и точкой на гиперboloиде

Fig. 1. Hyperboloid and the Distance Between the Foci and the Point on the Hyperboloid

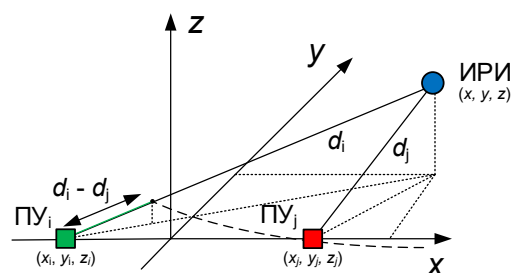
Разность расстояний d_i и d_j от фокальных точек до любой точки на гиперboloиде определяется выражением:

$$\Delta d = |d_i - d_j| = |t_i - t_j| \cdot c = 2a = \text{const}, \quad (1)$$

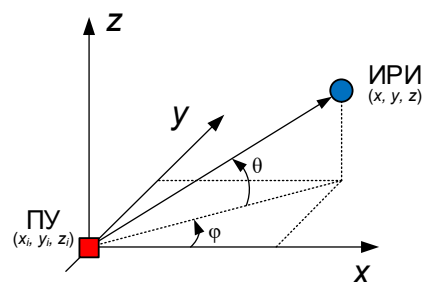
где параметр a определяется как:

$$a = 0,5 \cdot c \cdot |\Delta T_{ij}|, \quad (2)$$

где i, j – индексы двух различных ПП; d – расстояние от ИРИ до ПП; c – скорость света; t – задержка распространения сигнала от ИРИ до ПП; Δd и Δt заданы выражением (59) в [8]. Принцип действия РДМ в пространстве показан на рисунке 2а.



а) РДМ



б) УМ

Рис. 2. Принцип действия РДМ и УМ в пространстве

Fig. 2. The Principle of Operation of TDOA and AOA in Space

Принцип действия УМ представлен на рисунке 2б. В отличие от случая 2D, описанного выражением (60) в [8], УМ в пространстве описывается двумя углами: азимутом и углом места, которые представлены следующими выражениями:

$$\begin{aligned} \varphi &= \arctan\left(\frac{x - x_i}{y - y_i}\right), \\ \theta &= \arctan\left(\frac{z - z_i}{\sqrt{(y - y_i)^2 + (x - x_i)^2}}\right), \end{aligned} \quad (3)$$

где x_i, y_i, z_i – координаты ПП; x, y, z – координаты ИРИ; φ – угол между ПП в плоскости xy и позицией ИРИ (азимут); θ – угол между вертикальной осью z и позицией ИРИ (угол места).

Для ковариационной матрицы ошибок, используемой далее для оценки точности позиционирования, найдем частные производные для РДМ. Представленные ниже выражения (4–6) будут использованы далее в имитационной модели:

$$\begin{aligned}\Delta x_i &= x_i - x, \quad \Delta y_i = y_i - y, \quad \Delta z_i = z_i - z, \\ d_i &= \sqrt{\Delta x_i^2 + \Delta y_i^2 + \Delta z_i^2}, \\ \frac{\partial \Delta T}{\partial x_{ij}} &= \frac{1}{c} \left(\frac{\Delta x_j}{d_j} - \frac{\Delta x_i}{d_i} \right), \quad \frac{\partial \Delta T}{\partial y_{ij}} = \frac{1}{c} \left(\frac{\Delta y_j}{d_j} - \frac{\Delta y_i}{d_i} \right), \\ \frac{\partial \Delta T}{\partial z_{ij}} &= \frac{1}{c} \left(\frac{\Delta z_j}{d_j} - \frac{\Delta z_i}{d_i} \right); \quad (4)\end{aligned}$$

азимута УМ:

$$\frac{\partial \varphi}{\partial x_{ij}} = \frac{\Delta y_i}{\Delta x_i^2 + \Delta y_i^2}; \quad \frac{\partial \varphi}{\partial y_{ij}} = - \left(\frac{\Delta x_i}{\Delta x_i^2 + \Delta y_i^2} \right); \quad (5)$$

и угла-места УМ:

$$\begin{aligned}\frac{\partial \theta}{\partial x_{ij}} &= \frac{-\Delta x_i \Delta z_i}{(\Delta x_i^2 + \Delta y_i^2 + \Delta z_i^2) \sqrt{\Delta x_i^2 + \Delta y_i^2}}, \\ \frac{\partial \theta}{\partial y_{ij}} &= \frac{-\Delta y_i \Delta z_i}{(\Delta x_i^2 + \Delta y_i^2 + \Delta z_i^2) \sqrt{\Delta x_i^2 + \Delta y_i^2}}, \\ \frac{\partial \theta}{\partial z_{ij}} &= \frac{\sqrt{\Delta x_i^2 + \Delta y_i^2}}{(\Delta x_i^2 + \Delta y_i^2 + \Delta z_i^2)}.\end{aligned} \quad (6)$$

Формализуем далее метрики эллипсоида нижней граница Крамера – Рао (НГКР) и сферического вероятного отклонения (СВО) для оценки пределов точности позиционирования в пространстве.

2.1. Метрики точности для 3D-сценария в пространстве

В настоящем разделе представим развитие моделей на плоскости (2D) [8, 9] для случая в пространстве (3D) и выполним переход от плоскостных метрик кругового вероятного отклонения (КВО) и эллипса ошибок НГКР к пространственным метрикам эллипсоида рассеяния и СВО. Продолжая исследования [8, 9], предположим, что измерения и ошибки измерений подчиняются нормальному закону распределения. При оценке точности на плоскости, метрика НГКР может быть визуализирована эллипсом ошибок, а КВО – контуром. Эллипс ошибок показывает величину и направление распространения ошибки оценки координат ИРИ. Контур КВО может быть вычислен из НГКР и визуализирован в виде окружности; контур КВО показывает только величину ошибки оценки координат ИРИ.

2.1.1. Метрика эллипсоида НГКР

Метрика эллипсоида НГКР определяет геометрическое место точек оценок координат ИРИ, характеризуется функцией плотности вероятности (25) в [8], описывается выражением (26) в [8] и включает в себя константу k , определяющую размер n -мерной области, ограниченной некоторой поверхностью, которая, в общем случае, представляет собой n -мерный гиперэллипсоид [8, 10]. В соответствии с обобщенным выражением вероятности нахождения оценок координат ИРИ $\hat{x}$ с ковариационной матрицей $\mathbf{P}$ внутри n -мерного гиперэллипсоида (34) в [8], выражение вероятности нахождения оценок координат ИРИ в трехмерном пространстве эллипсоида для частного случая в 3D определяется как:

липсоида (34) в [8], выражение вероятности нахождения оценок координат ИРИ в трехмерном пространстве эллипсоида для частного случая в 3D определяется как:

$$P_e(\kappa) = a \iiint_{R_1} \exp \left(-\frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \frac{\zeta_i^2}{\lambda_i} \right) d\zeta_1 d\zeta_2 d\zeta_3, \quad (7)$$

где константа a определяется выражением (31) в [8] из ковариационной матрицы $\mathbf{P}$ для частного случая в 3D при $n = 3$:

$$a = 1/\sqrt{(2\pi)^3 |\mathbf{P}|}, \quad (8)$$

а область R_1 , по аналогии с (35) в [8], представляет собой внутреннее пространство эллипсоида рассеяния, внутри которого расположены реализации вектора измерений, а длина главных осей равна $2\sqrt{\kappa \lambda_i}$, $i = 1, 2, 3$:

$$R_1 = \left\{ \xi: \sum_{i=1}^3 \frac{\zeta_i^2}{\lambda_i} \leq \kappa \right\}, \quad (9)$$

где ζ_i – компоненты вектора $\boldsymbol{\zeta}$, заданного выражением (33) в [8]. В дальнейшем, вместо ζ_1, ζ_2 и ζ_3 для удобства при обозначении осей эллипсоида рассеяния будем использовать компоненты x, y и z , соответственно (рисунок 3).

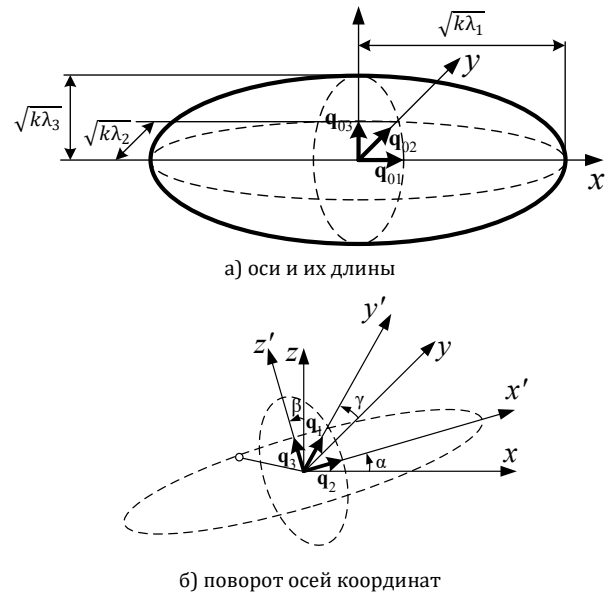


Рис. 3. Эллипсоид рассеяния

Fig. 3. Scattering Ellipsoid

Получим метрику НГКР в пространстве через трехмерный вектор $[x, y, z]^T$ с ковариационной матрицей оценок координат ИРИ:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & \sigma_{12} & \sigma_{13} \\ \sigma_{21} & \sigma_2^2 & \sigma_{23} \\ \sigma_{31} & \sigma_{32} & \sigma_3^2 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Обозначим через $\mathbf{\Lambda}$ матрицу собственных значений, главная диагональ которой вычисляется из ковариационной матрицы (10) путем нахождения

корней характеристического уравнения; матрица Λ имеет следующий вид:

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 \end{bmatrix}, \quad (11)$$

где $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \lambda_3$.

Из [8] известно, что если $\mathbf{P}$ не является диагональной матрицей, то направления главных осей эллипсоида не совпадают с осями координат, поэтому далее для упрощения расчета вероятности нахождения вектора оценки координат внутри эллипсоида (7) необходимо произвести преобразования осей координат таким образом, чтобы обеспечить совпадение центра эллипсоида со средним значением вектора оценки координат $\mathbf{m} = E[\hat{\mathbf{x}}]$; оси координат при этом будут повернуты так, что их направления совпадут с главными осями эллипсоида [8].

Предположим, что новая система координат (СК) получена путем поворота осей старой СК против часовой стрелки на некоторые углы α , β и γ (относительно осей x , y и z , соответственно); векторы $\mathbf{q}$, (см. рисунок 3), обозначают собственные векторы эллипсоида рассеяния, и будут далее использованы в имитационной модели (ИМ). Вектор старой СК, обозначенный как $[x, y, z]^T$ (см. рисунок 3), в новой СК обозначается как $[x', y', z']^T = \mathbf{R}^T [x, y, z]^T$, где $\mathbf{R}$ – общая ортогональная матрица поворота [12]:

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_z(\alpha)\mathbf{R}_y(\beta)\mathbf{R}_x(\gamma), \quad (12)$$

где

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_x(\gamma) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\gamma) & -\sin(\gamma) \\ 0 & \sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{bmatrix}, \\ \mathbf{R}_y(\beta) &= \begin{bmatrix} \cos(\beta) & 0 & \sin(\beta) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(\beta) & 0 & \cos(\beta) \end{bmatrix}, \\ \mathbf{R}_z(\alpha) &= \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) & 0 \\ \sin(\alpha) & \cos(\alpha) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (13)$$

Эллипсоид рассеяния, заданный как $[x, y, z]^T \mathbf{P}^{-1} [x, y, z] = \kappa$ в старых координатах и описываемый выражением $(x'/\lambda_x)^2 + (y'/\lambda_y)^2 + (z'/\lambda_z)^2 = \kappa$, при переходе к новой СК, указывает на то, что новые оси координат совпадают с главными осями эллипса, где $\lambda_x, \lambda_y, \lambda_z \in \{\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3\}$. На рисунке 3 изображен сам эллипсоид рассеяния и соответствующие углы вращения его осей: так как $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \lambda_3$, оси эллипса имеют длины $2\sqrt{\kappa\lambda_1}$, $2\sqrt{\kappa\lambda_2}$ и $2\sqrt{\kappa\lambda_3}$, соответственно. Значение константы κ задает величину доверительной области эллипсоида, в которую с определенной вероятностью попадает случайная реализация вектора оценки координат ИРИ, и представляет собой точки кривой, подчиняющейся закону распределения χ^2 для заданной степени свободы n [13]. Таким образом, выбирая значение константы κ , можно масштабировать величину осей

эллипса или эллипсоида рассеяния НГКР, задавшись необходимым значением вероятности, и, таким образом, задавать надежность полученных оценок местоположения. Развивая представленные значения κ для 2D [9], значения κ для 3D представлены в таблице 1 [13].

ТАБЛИЦА 1. Соответствие области заданной вероятности и значения κ

TABLE 1. Correspondence of the Given Probability Area to the Value of κ

Вероятность, %	50	70	80	90	95	99
Плоскость ($n = 2$)	1,386	2,408	3,219	4,605	5,99	9,21
Пространство ($n = 3$)	2,365	3,66	4,64	6,251	7,81	11,3

Так как значения случайного вектора оценок координат ИРИ подчиняются нормальному закону распределения, помимо использования константы κ , область эллипса или эллипсоида можно регулировать, задаваясь значением среднеквадратического отклонения (СКО) по правилу 3σ . На рисунке 4 показаны эллипсы рассеяния НГКР для разных значений СКО и для заданной области вероятности, равной 50 %.

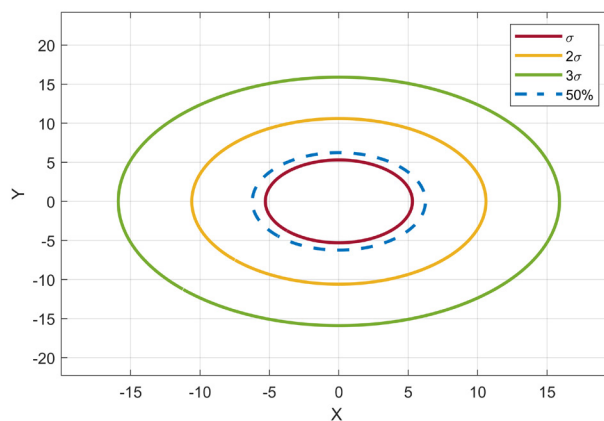


Рис. 4. Эллипсы рассеяния НГКР для разных значений СКО и 50-процентного значения области заданной вероятности

Fig. 4. CRLB Scattering Ellipses for Different Standard Deviation Values and the 50 Percent Given Probability Region

Кривая, заданная значением СКО, равным σ , ограничивает область эллипса с заданной вероятностью 39,4 %. Проекция эллипсоида рассеяния НГКР на любую плоскость (рисунок 5) дает представление о величине и направлении ошибки в данной плоскости, что позволяет оценить визуально и численно горизонтальную и вертикальную точность определения местоположения (ОМП).

Определив область эллипсоида рассеяния для получения оценки НГКР с помощью собственных значений матрицы Λ и параметра κ при заданной вероятности $P = 0,5$, далее рассмотрим метрику СВО при определении местоположения ИРИ в пространстве.

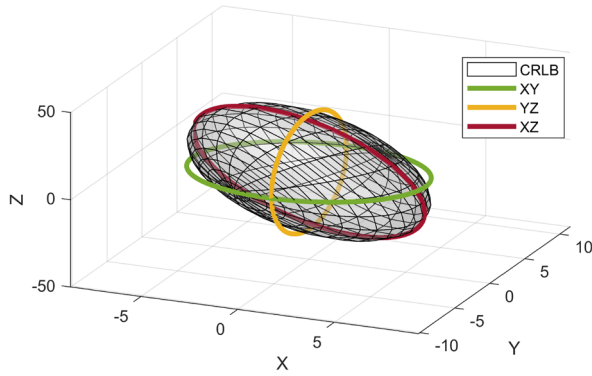


Рис. 5. Проекция эллипсоида рассеяния НГКР на плоскости
Fig. 5. CRLB Scattering Ellipsoid Projections on the Plane

2.1.2. Метрика сферического вероятного отклонения

Метрика СВО определяется как радиус сферы, центр которой совпадает со средним значением оценки координат ИРИ $\mathbf{m} = E[\hat{\mathbf{x}}]$, и содержит половину реализаций случайного вектора $\hat{\mathbf{x}}$, заданного выражением (17) в [8]. СВО является мерой неопределенности оценки МП $\hat{\mathbf{x}}$ относительно значения его математического ожидания $\mathbf{m}$ в пространстве. Если оценка является несмещенной, то СВО является мерой неопределенности оценки относительно истинного местоположения ИРИ. Если же величина смещения ограничена значением $\mathbf{b}$, тогда с вероятностью 0,5 отдельно взятая оценка МП находится в пределах $\mathbf{b} + \text{СВО}$ от истинного местоположения ИРИ. Геометрическая интерпретация СВО представлена на рисунке 6.

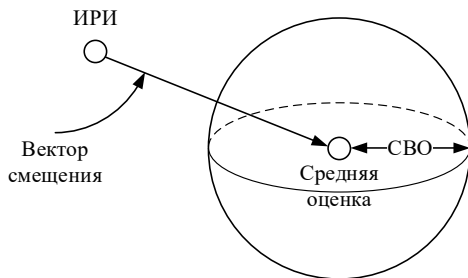


Рис. 6. Геометрическая интерпретация метрики СВО: средняя оценка МП, СВО и вектор смещения оценки
Fig. 6. SEP Metric Geometric Interpretation: Average Position Estimation, SEP, and Estimation Bias Vector

Из определения СВО [14–17], его значение можно найти, решив уравнение:

$$\frac{1}{2} = \iiint_{R_2} f_{\hat{\mathbf{x}}}(\xi) d\xi_1 d\xi_2 d\xi_3, \quad (14)$$

где область R_2 – внутреннее пространство сферы (см. рисунок 6), которая содержит внутри половину реализаций случайного вектора оценки координат ξ :

$$R_2 = \{\xi: |\xi - \mathbf{m}| \leq \text{SEP}\}, \quad (15)$$

где $f_{\hat{\mathbf{x}}}(\xi)$ задано выражением (25) в [8] и является функцией плотности вероятности (ПВ) вектора ξ

оценок; SEP (от англ. Spherical Error Probable) – сферическое вероятное отклонение. Аналогично (34) в [8] и (49) в [8], после поворота СК:

$$\frac{1}{2} = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^3 \lambda_1 \lambda_2 \lambda_3}} \iiint_{R_3} \exp\left(-\frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \frac{\zeta_i^2}{\lambda_i}\right) d\zeta_1 d\zeta_2 d\zeta_3, \quad (16)$$

$$R_3 = \{(\zeta_1, \zeta_2, \zeta_3): (\zeta_1^2 + \zeta_2^2 + \zeta_3^2)^{1/2} \leq \text{SEP}\}, \quad (17)$$

где значения λ_i заданы матрицей (11); ζ_i – компоненты вектора $\boldsymbol{\zeta}$, повернутого относительно старой СК; область R_3 – внутреннее пространство сферы R_2 , введенное вместо R_2 в связи с переходом к обозначению векторов координат от ξ к $\boldsymbol{\zeta}$; сам переход был обусловлен поворотом осей (см. рисунок 3).

В дальнейшем, аналогично (7), вместо ζ_1, ζ_2 и ζ_3 для обозначения осей будем использовать x, y и z . Получив математические выражения для метрик эллипсоида НГКР и СВО, далее рассмотрим их вычисление в ИМ.

3. Имитационные модели оценки пределов точности позиционирования РДМ и УМ в пространстве

3.1. Вычисление метрики эллипсоида НГКР в ИМ

НГКР является теоретическим нижним пределом точности позиционирования и зависит от геометрического расположения ПП относительно ИРИ и друг относительно друга, дисперсии первичных измерений u и количества измерений N .

Для вычисления НГКР необходимо знать вектор координат ПП, вектор координат ИРИ $\mathbf{x}$ и функцию $\mathbf{f}(\mathbf{x})$, определяемую методом (УМ и/или РДМ).

НГКР может быть определена для различной размерности: при $n = 1$ получается отрезок ошибок; при $n = 2$ получается эллипс ошибок; при $n = 3$ получается эллипсоид ошибок. Величина и направление эллипсоида ошибки НГКР могут быть найдены из ковариационной матрицы $\mathbf{P}$, заданной выражением (21) в [8], путем решения следующей задачи нахождения собственных значений:

$$\mathbf{P}\mathbf{q} = \lambda\mathbf{q}, \quad (18)$$

λ – собственное значение; $\mathbf{q}$ – собственный вектор.

Ориентация и величина полуосей эллипсоида ошибки задаются собственными векторами (ориентация) и собственными значениями (величина) и описываются матрицей $\mathbf{D}$:

$$\mathbf{D} = \mathbf{Q}\sqrt{\boldsymbol{\Lambda}}, \quad (19)$$

где $\mathbf{Q}$ – матрица собственных векторов, i -ый столбец которой относится к i -му собственному вектору $\mathbf{q}_i$; матрица $\boldsymbol{\Lambda}$ – диагональная матрица, заданная выражением (11), на главной диагонали которой расположены собственные значения λ , где λ_i – i -ое собственное значение.

Таким образом, выражение для нахождения вектора, направленного в точку, лежащую на поверхности эллипсоида ошибок, можно найти так:

$$\begin{aligned}
 [x_s, y_s, z_s]^T &= \mathbf{Q}\sqrt{\Lambda}[x, y, z]^T = \\
 &= [\mathbf{q}_1 \mathbf{q}_2 \mathbf{q}_3][\sqrt{\kappa\lambda_1}x, \sqrt{\kappa\lambda_2}y, \sqrt{\kappa\lambda_3}z]^T = \\
 &= \mathbf{q}_1\sqrt{\kappa\lambda_1}x + \mathbf{q}_2\sqrt{\kappa\lambda_2}y + \mathbf{q}_3\sqrt{\kappa\lambda_3}z.
 \end{aligned} \quad (20)$$

Пример эллипсоида ошибки НГКР и механизм его построения показан на рисунке 3. Ориентация эллипса задана векторами $\mathbf{q}_1$, $\mathbf{q}_2$ и $\mathbf{q}_3$, а форма определяется величиной значений $\sqrt{\kappa\lambda_1}$, $\sqrt{\kappa\lambda_2}$ и $\sqrt{\kappa\lambda_3}$ (полуоси эллипсоида). Используемое в ИМ выражение (20) позволяет упростить механизм построения эллипсоида ошибок, не вычисляя непосредственно общую матрицу поворота (13) и исключая тем самым необходимость вычисления углов поворота осей эллипсоида.

Согласно [8, 18], НГКР (от англ. Cramer – Rao Lower Bound, CRLB) может быть найдена из информационной матрицы Фишера $\mathbf{I}$:

$$\text{CRLB} = \sum_{i=0}^n \mathbf{I}^{-1}_{i,i}, \quad (21)$$

где $n = 3$ для 3D.

Предполагая, что ошибки измерений распределены по нормальному закону, ковариационная матрица $\mathbf{P}$ вычисляется как [8, 18]:

$$\mathbf{P} = \mathbf{I}^{-1}. \quad (22)$$

Таким образом, используя выражения (21) и (22), совокупная метрика НГКР может быть найдена по следующей формуле:

$$\text{CRLB} = \sqrt{\sum_{i=0}^N \lambda_i}, \quad (23)$$

где λ_i – собственные значения главной диагонали Λ (11).

3.2. Вычисление метрики СВО в ИМ

СВО вычисляется из соответствующих значений НГКР, т. е. собственных значений матрицы Λ (11), и может быть представлено сферой ошибок. Для реализации вычислений СВО, вычислим (16) путем перехода к полярным координатам: $x = r\cos\theta\sin\varphi$, $y = r\sin\theta\sin\varphi$, $z = r\cos\varphi$ [14–17] и получим выражение (24).

Интегрирование (24) является нетривиальной задачей, несмотря на то, что существуют различные численные способы представления интеграла в виде конечной суммы [16]. Подобную задачу обычно сводят к определенным частным случаям,

упрощая вычисления, например, путем задания кратных или равных величин ошибок (и, как следствие, собственных значений) [15]. Примером частного случая может служить ситуация, когда $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3$, и (24) вырождается в [15]:

$$P_e(R) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\text{SEP}} r^2 \exp[-(r^2/2)] dr. \quad (25)$$

Также одним из вариантов вычисления СВО является приближение [10]:

$$\begin{aligned}
 \text{SEP} &= 0,513(\sigma_x + \sigma_y + \sigma_z) = \\
 &= 0,513(\sqrt{\lambda_x} + \sqrt{\lambda_y} + \sqrt{\lambda_z}).
 \end{aligned} \quad (26)$$

Современные средства ИМ позволяют вычислять (24) как непосредственно, так и численно, поэтому итеративные вычисления с использованием алгоритма, показанного на рисунке 7, позволяют найти СВО с заданной точностью.

Приведенный алгоритм (см. рисунок 7) является алгоритмом последовательного приближения (известного так же, как метод простых итераций), позволяющим за конечное количество шагов найти искомую величину с заданной точностью, и включает следующие этапы:

1) задание начальных условий: на этом этапе определяются начальные условия, такие как максимальное собственное значение λ матрицы Λ , заданной (11), начальное значение радиуса СВО R , равное длине наибольшей полуоси эллипсоида рассеяния, шаг приближения Δ , вероятность P , равная единице, а также минимальное и максимальное значение интервалов точности $P_{\min}$ и $P_{\max}$;

2) проверка попадания значения вероятности в интервал $[P_{\min}, P_{\max}]$ при текущем радиусе R : если значение вероятности попадает в интервал, то поиск заканчивается, а R принимается как значение метрики СВО; если значение вероятности не попадает в интервал, алгоритм продолжает работу;

3) вычисление значения вероятности при заданных условиях и текущем радиусе R происходит в соответствии с (57) в [8] для КВО и (24) для СВО;

4) уменьшение шага приближения;

5) изменение радиуса R : в зависимости от того, какое значение вероятности было получено при заданных начальных условиях и шаге приближения, выносятся решение об увеличении или уменьшении текущего значения радиуса R на величину шага приближения.

$$\begin{aligned}
 P_e(R, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) &= \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^3 \lambda_1 \lambda_2 \lambda_3}} \int_0^{\text{SEP}} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi r^2 \sin\varphi \exp\left[-\frac{r^2}{2\lambda_1} f(r, \varphi, \theta)\right] d\varphi d\theta dr, \\
 f(r, \varphi, \theta) &= (\sin^2\varphi \cos^2\theta + \sin^2\varphi \cos^2\theta/\alpha^2 + \cos^2\varphi/\beta^2), \\
 \alpha &= \sqrt{\lambda_2/\lambda_1}, \quad \beta = \sqrt{\lambda_3/\lambda_1}.
 \end{aligned} \quad (24)$$

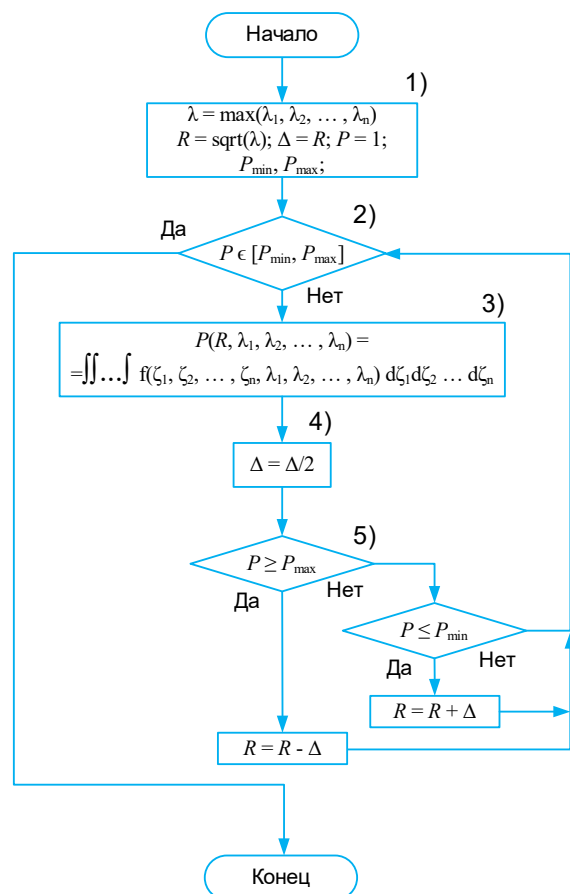


Рис. 7. Итеративный алгоритм поиска радиуса окружности КВО/сферы СВО

Fig. 7. Iterative Algorithm for Finding the Radius of a CEP Circle/SEP Sphere

Формализовав методы вычисления метрик, исследуем сценарии позиционирования в сверхплотных сетях 5G и особенности достижения требований точности ОМП по спецификациям 3GPP [19, 20].

4. Анализ сценариев позиционирования в сверхплотных радиосетях 5G

Начиная с 15-го релиза [19] 3GPP, были стандартизованы требования к точности для вертикального и горизонтального позиционирования в сетях 5G, окончательно сформированные в 17-ом релизе [20]: требования разделены на несколько уровней (приведены в таблице 2).

ТАБЛИЦА 2. Требования точности горизонтального и вертикального позиционирования

TABLE 2. Horizontal and Vertical Positioning Accuracy Requirements

Уровни точности ОМП	Точность (95-процентный уровень достоверности), м		Доступность сервиса ОМП, %
	Горизонтальная	Вертикальная	
1	10	3	95
2	3	3	99
3	1	2	99
4	1	2	99,9
5	0,3	2	99
6	0,3	2	99,9

Для верификации требований 3GPP [19, 20], будем использовать значения точности позиционирования по горизонтали: 10, 3, 1 и 0,3 м; в качестве примера рассмотрим РДМ и модель расположения ПП (сенсоров) в виде сетки.

4.1. Плоскостная модель квадрата

Суть моделирования расположения ПП заключается в получении зависимости метрики НГКР (23) от параметров радиосети: количества ПП и расстояния d между соседними ПП для заданной площади в 2D. Результаты ИМ позволят верифицировать расстояния между ПП, при котором могут быть выполнены требования 3GPP к точности ОМП, представленные в таблице 1.

Плоскостная модель сетки расположения ПП в 2D представлена на рисунке 8: размер заданной области равен $L \times L$; изменение числа ПП определяется порядком N , а общее количество ПП в сетке равно $N \times N$. В качестве опорных точек для определения метрики НГКР рассмотрим точки измерений для оптимистичного и пессимистичного сценария.

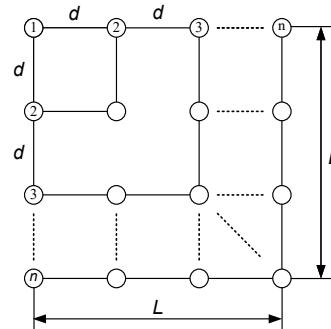


Рис. 8. Модель расположения ПП в виде сетки

Fig. 8. Receiver Grid Layout Model

Для установления точек с оптимистическими и пессимистическими оценками пределов точности позиционирования было выполнено моделирование сценариев для: $L = 500$ м, $n = 2$ и $n = 11$; результаты ИМ представлены на рисунке 9.

Анализ результатов моделирования показывает, что оптимистичной точкой является центр сетки, равноудаленный от всех ее сегментов, в то время как пессимистичная точка всегда расположена на концах главных диагоналей сетки.

Исходя из вышеизложенных допущений, значение НГКР от d для оптимистического и пессимистического случаев показано на рисунке 10, результаты обобщены в таблице 3, из которой следует, что в оптимистичном случае при расстоянии между соседними ПП около 30 м удовлетворяются требования 3GPP по горизонтальной точности в 0,3 м. Для определения области возможного местоположения ИРИ, ограниченной эллипсом, в качестве параметра уровня достоверности из таблицы 2 может использоваться значение k , приведенное в таблице 1.

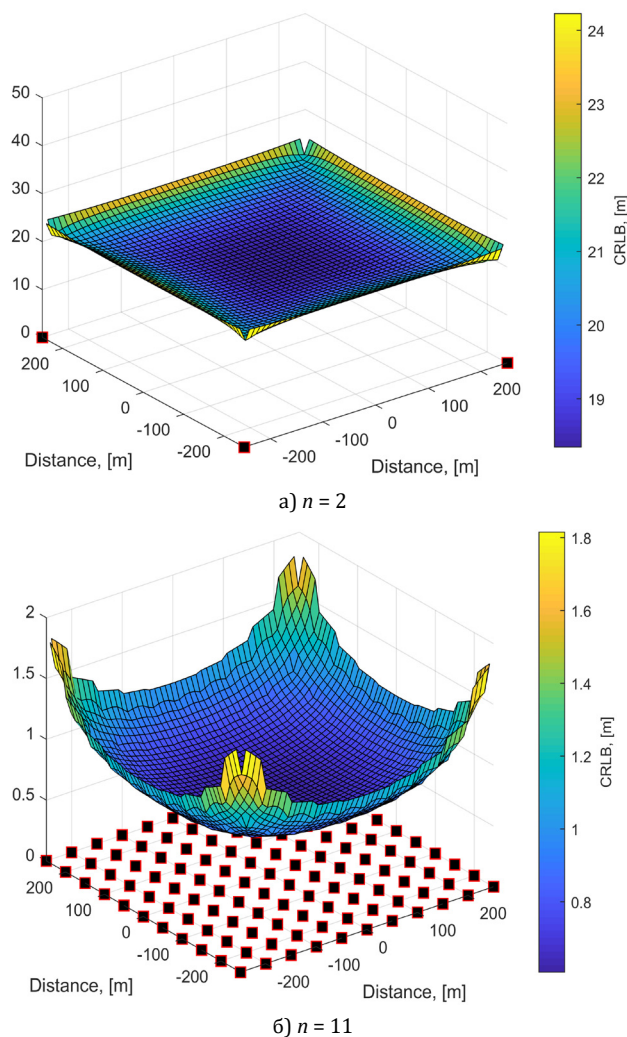


Рис. 9. Значения метрики НГКР для сетки порядка

Fig. 9. CRLB Metric Values for a Grid of Order

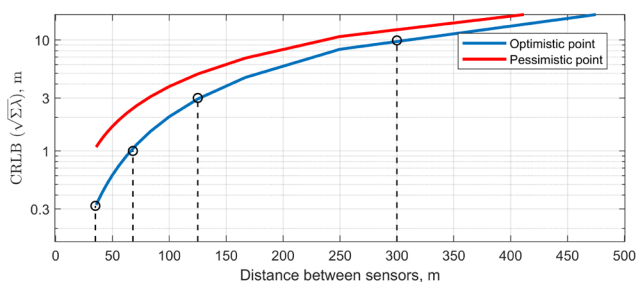


Рис. 10. Зависимость значений совокупной НГКР от расстояния между ПП для модели в виде сетки

Fig. 10. The Dependence of the CRLB Cumulative Values from the Distance Between Receivers for Grid Layout Model

ТАБЛИЦА 3. Метрика НГКР в модели сетки для оптимистичной и пессимистичной точек

TABLE 3. CRLB Metric in the Grid Layout Model for Optimistic and Pessimistic Points

НГКР, м	Расстояние между ПП d , м	
	Оптимистичная точка	Пессимистичная точка
0.3	30	–
1	70	30
3	125	80
10	300	240

4.2. Пространственная модель куба

Модель пространственного расположения ПП в виде куба представлена на рисунке 11. Размер заданной области равен $L \times L \times L$. Изменение числа ПП соответствует порядку N , а общее количество ПП в пространстве куба равно $N \times N \times N$. В качестве опорных точек для определения НГКР, будем использовать точки оптимистичного и пессимистичного сценария, аналогичные предложенным для сетки ПП (оптимистичная в центре, пессимистичная в углах диагоналей куба).

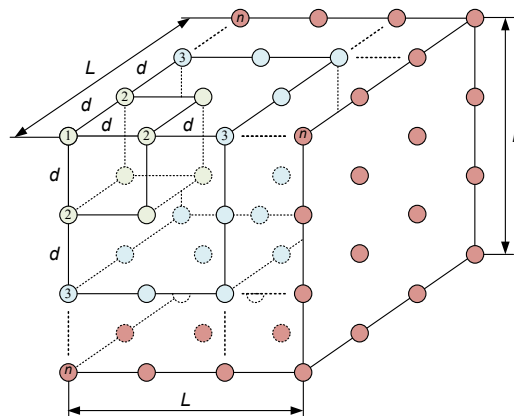


Рис. 11. Модель расположения ПП в виде куба

Fig. 11. Receiver Cube Layout Model

Значение НГКР от расстояния между ПП для оптимистичного и пессимистичного случаев показано на рисунке 12, результаты обобщены в таблице 4, из которой следует, что в оптимистичном случае при расстоянии между соседними ПП около 135 м удовлетворяются требования 3GPP по горизонтальной точности в 1 м.

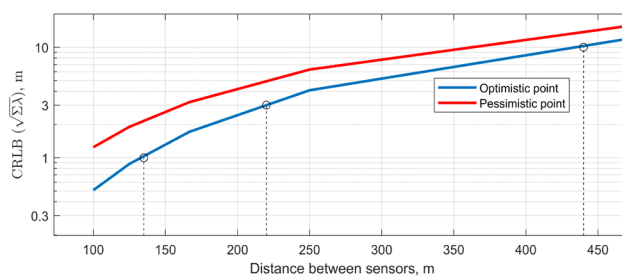


Рис. 12. Зависимость значений совокупной НГКР от расстояния между ПП для модели в виде куба

Fig. 12. The Dependence of the CRLB Cumulative Values from the Distance Between Receivers for Cube Layout Model

ТАБЛИЦА 4. Метрика НГКР в модели куба для оптимистичной и пессимистичной точек

TABLE 4. CRLB Metric in the Cube Layout Model for Optimistic and Pessimistic Points

НГКР, м	Расстояние между ПП d , м	
	Оптимистичная точка	Пессимистичная точка
0,3	–	–
1	135	–
3	220	165
10	440	360

Для определения области возможного местоположения ИРИ, ограниченной эллипсоидом, в качестве параметра уровня достоверности из таблицы 2 может использоваться значение k , приведенное в таблице 1.

4.3. Сценарий сверхплотной радиосети 5G

Рассмотрим сценарий расположения ПП в сверхплотной сети 5G на рисунке 13.

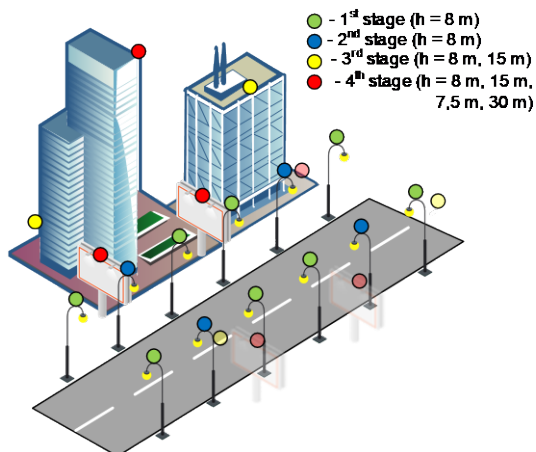


Рис. 13. Пример расположения ПП в условиях плотной городской застройки

Fig. 13. An Example of Receiver Locations for the Dense Urban Case

Сценарий представляет собой близкий к реальному случай в условиях плотной городской среды и может быть смоделирован в несколько этапов, на каждом из которых добавляют определенное количество ПП:

- 1) ПП, расположенные на высоте 8 м (обозначены зеленым);
- 2) дополнительные ПП, расположенные на той же высоте 8 м (обозначены синим цветом);
- 3) ПП на высоте 15 м (обозначены желтым цветом);
- 4) ПП, расположенные на двух разных высотах – 30 и 7,5 м (обозначены красным цветом).

Сценарий ИМ рассчитывается на площади 175×175 м. Точки МП ИРИ в ИМ определяются сеткой с шагом 25 м. Предположим, что первичные измерения РДМ и УМ являются средними значениями, полученными в течение периода измерения, и имеют одинаковые СКО, равные 50 нс и 2° соответственно. После определения начальных условий и этапов моделирования, опишем полученные результаты моделирования для РДМ, УМ и РДМ-УМ по метрике НГКР. На рисунке 14 изображены эллипсоиды НГКР для различных этапов ИМ для примера с использованием РДМ.

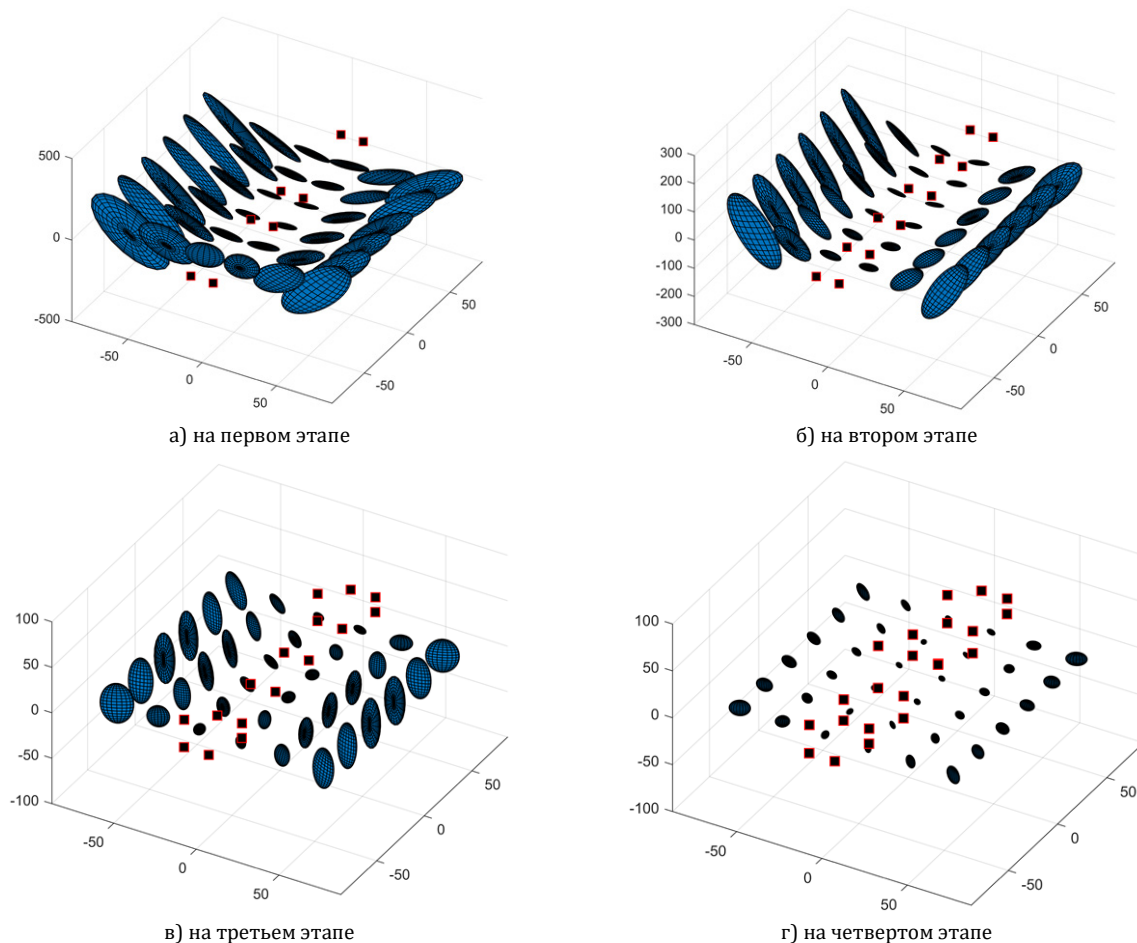


Рис. 14. Эллипсоиды НГКР для РДМ

Fig. 14. TDOA CRLB Ellipsoids

На рисунке 15 показаны эллипсоиды НГКР для четвертого этапа моделирования со всеми 22-мя ПП, использованными при ОМП для примера с РДМ, где ■ – пространство эллипсоида НГКР, а ■ – ПП. Согласно рисункам 14 и 15, наиболее заметное направление распространения ошибки позиционирования лежит на оси Z. Пределы точности по метрике НГКР, при использовании РДМ, УМ и комбинации РДМ-УМ, сведены в таблицу 5. Из ее анализа можно сделать следующие выводы:

а) УМ и комбинация РДМ-УМ в предложенном сценарии для сверхплотных сетей дают большую точность (т. е. меньшее значение метрики НГКР), чем РДМ, что подтверждает полученные ранее результаты для плоскостных случаев [8, 9];

б) увеличение числа ПП на одной и той же высоте существенно не влияет на значение совокупной НГКР, но использование ПП, разнесенных по высоте, позволяет увеличить точность ОМП для всех используемых методов позиционирования.

ТАБЛИЦА 5. Метрика НГКР на различных этапах моделирования

TABLE 5. CRLB Metric at Various Modeling Stages

Метод позиционирования	Максимальное значение метрики НГКР, м			
	1 (8 ПП)	2 (12 ПП)	3 (16 ПП)	4 (22 ПП)
РДМ	325,85	215,47	35,04	15,54
УМ	4,14	3,63	3,15	2,64
РДМ-УМ	4,08	3,57	3,06	2,56

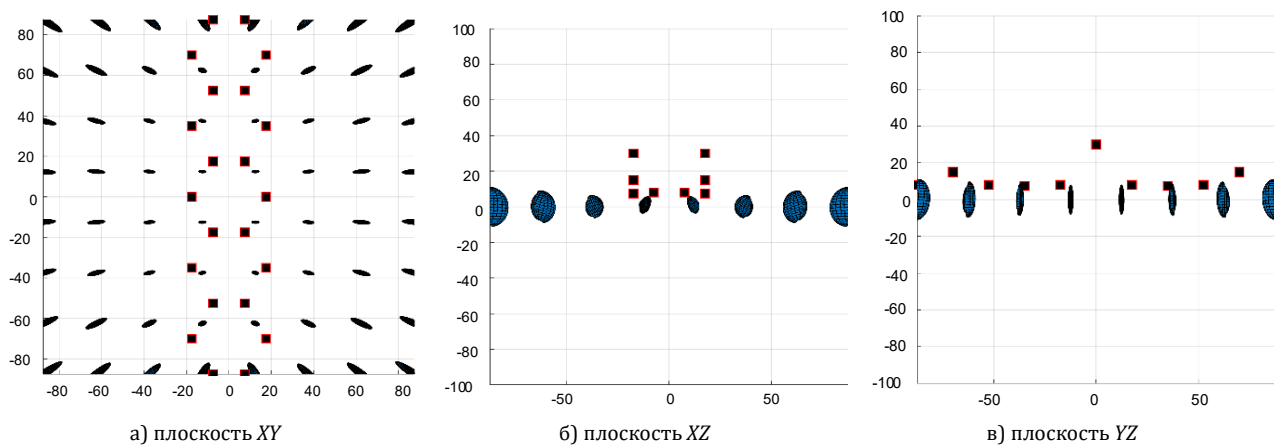


Рис. 15. Эллипсоиды НГКР при использовании РДМ на четвертом этапе

Fig. 15. TDOA CRLB Ellipsoids at Fourth Modeling Stage

4.4. Сценарии с подвижными пунктами приема

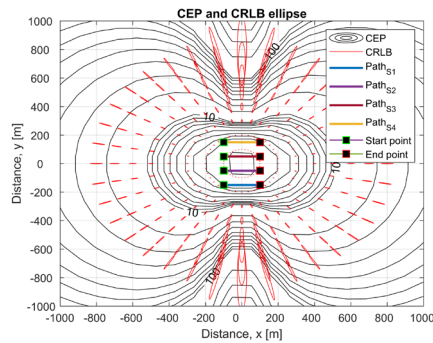
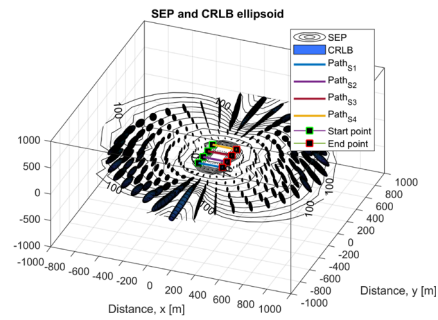
Исследуем пределы точности позиционирования для РДМ, УМ и их комбинации по метрикам НГКР и КВО/СВО для сценариев движения четырех ПП/сенсоров (рисунки 16–20). На рисунке 16 представлен сценарий движения сенсоров по прямой траектории параллельно друг другу с изменением их высоты; анализируется пространственный сценарий с размерами области $1000 \times 1000 \times 1000$ м, расстояние между соседними ПП составляет 50 м, высота подъема меняется от 15 до 25 м. Из графического анализа метрик НГКР и КВО/СВО можно сделать следующий вывод: оценки для РДМ, УМ и комбинации РДМ-УМ (см. рисунки 16а и 16в, соответственно) на плоскости, полученные в 3D для среза при $z = 0$ из пространственных оценок для РДМ, УМ и комбинации РДМ-УМ (см. рисунки 16б и 16г, соответственно) не противоречат плоскостным результатам в 2D, полученным в предыдущем исследовании [8] и, таким образом, подтверждают корректность разработанной математической и имитационной моделей. Графические результаты для случая УМ опущены в силу качественной схожести результатов со случаем комбинации РДМ-УМ.

На рисунке 17 представлены сценарий с четырьмя сенсорами при их равноудаленном движении по траектории квадрата с изменением их высоты: движение сенсоров в пространстве происходит по часовой стрелке, при этом каждый сенсор, проделав свой путь, относительно плоскости XY, оказывается на месте сенсора, который был перед ним, но при этом изменяет свою высоту по оси Z.

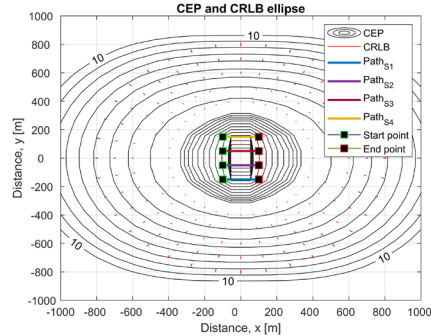
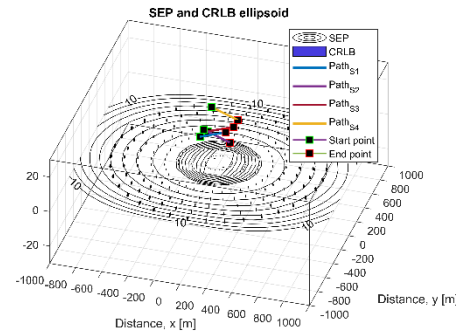
Анализ результатов на рисунках 16 и 17 позволяет сделать следующие выводы:

а) для РДМ, при движении сенсоров параллельно друг другу по горизонтали (см. рисунки 16а, 16б), характер ошибки имеет выраженное по определенной оси направление; наибольшая величина ошибки наблюдается в направлении, перпендикулярном направлению движения сенсоров, что подтверждает утверждения об областях невозможности позиционирования в [8];

б) для УМ и РДМ ошибка позиционирования по критериям КВО/СВО и эллипсам/эллипсоидам НГКР оказывается меньше при движении сенсоров по траектории в виде квадрата равноудаленно друг от друга.

а) на плоскости ($z = 0$) для РДМ

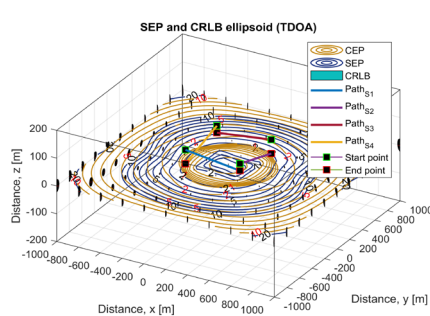
б) в пространстве для РДМ

в) на плоскости ($z = 0$) для РДМ/УМ

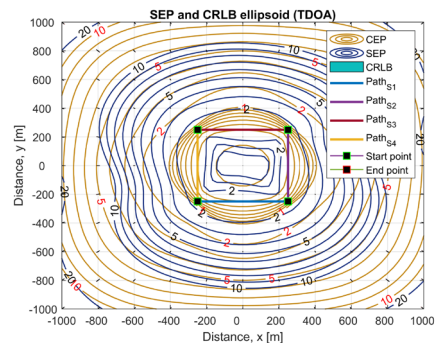
г) в пространстве для РДМ/УМ

Рис. 16. Метрики КВО/СВО и эллипсы/эллипсоиды НГКР оценки точности позиционирования при движении четырех сенсоров параллельно друг другу

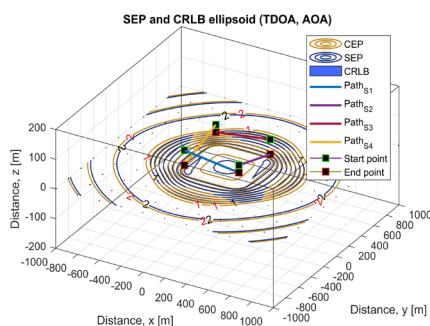
Fig. 16. CEP/SEP Metrics and CRLB Ellipses/Ellipsoids Positioning Accuracy Estimates for Four Sensors that are Moving Parallel to Each Other



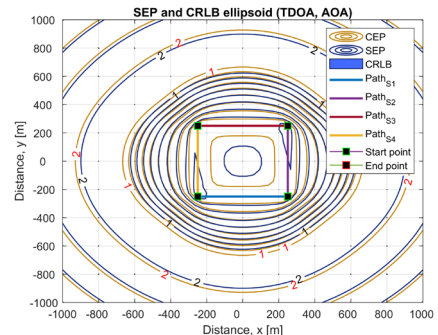
а) РДМ (в пространстве)



б) РДМ (на плоскости)



в) РДМ-УМ (в пространстве)



г) РДМ-УМ (на плоскости)

Рис. 17. Метрики КВО/СВО и эллипсы/эллипсоиды НГКР оценки точности позиционирования при движении четырех сенсоров по траектории квадрата равноудаленно друг от друга

Fig. 17. CEP/SEP Metrics and CRLB Ellipses/Ellipsoids Positioning Accuracy Estimates for Four Sensors that are Moving Along the Square Trajectory and Equidistant to Each Other

Рассмотрим метрику эллипсов/эллипсоидов рассеяния НГКР с использованием РДМ для двух

сценариев движения ПП в поле $10 \times 10 \times 10$ км²: движение четырех сенсоров горизонтально по прямой равноудаленно друг от друга по траектории в виде

квадрата на фиксированной высоте (рисунок 18) и вертикально вверх по прямой равноудаленно друг от друга без смещения по x и y (рисунок 19). Результат моделирования приведен на рисунках 18–20.

Совпадение границ эллипсов для плоскостного случая (красные контуры на рисунках 18а, 18б и рисунках 19а, 19б) и среза эллипсоидов рассеяния при $z = 0$ для пространственного случая (темные области на рисунках 18а, 18б, и рисунках 19а, 19б) позволяет судить о корректности работы ИМ для вычисления метрики НГКР с добавлением информации о величине ошибки по координате z (см. рис. 18в и 19в), дополняющей исследования в [8].

Более детальная иллюстрация эллипсов НГКР для плоскостного случая и эллипсоидов НГКР в пространстве приведена на рисунке 20, который показывает совпадение контура эллипса НГКР для плоскостного случая (красный контур на рисунке 20) с проекцией эллипсоида НГКР в пространстве.

Таким образом, разработанная математическая и имитационная модели позволяют выполнять оценку точности позиционирования ИРИ для различных сценариев и визуализировать полученные результаты, однако визуальный анализ не позволяет в полной мере оценить и обосновать предпочтительность той или иной траектории движения сенсоров. Уточнение выводов в части обоснования

предпочтительности той или иной траектории движения сенсоров требует выбора количественных метрик. На рисунке 21 представлены результаты оценки КВО/СВО от расстояния между ПП и ИРИ. Для анализа метрики КВО/СВО (см. рисунок 21) были выбраны следующие параметры:

- а) количество измерений N ;
- б) расстояние между соседними ПП ΔS , м;
- в) длина траектории движения ПП ΔL , м.

Для каждой из метрик (при фиксировании остальных параметров) был выбран вектор значений анализа:

- а) $N = [10, 100, 1000]$;
- б) $\Delta S = [200 \text{ м}, 500 \text{ м}, 1000 \text{ м}]$;
- в) $\Delta L = [100 \text{ м}, 250 \text{ м}, 500 \text{ м}]$.

Анализ рисунков 17–21 показывает следующее:

- 1) метрика вероятного отклонения в общем случае обратно пропорциональна каждому из выбранных параметров N , ΔS , ΔL ;
- 2) при достаточном удалении ПП друг от друга, для случая СВО при использовании РДМ ОМП и малом количестве измерений (см. рисунки 21а и 21б), метрика растет в обоих направлениях от ПП, что практически не наблюдается для КВО;
- 3) при использовании комбинации РДМ-УМ метрика меньше, чем при использовании каждого метода по-отдельности, и сопоставима для плоскостного и пространственного случаев.

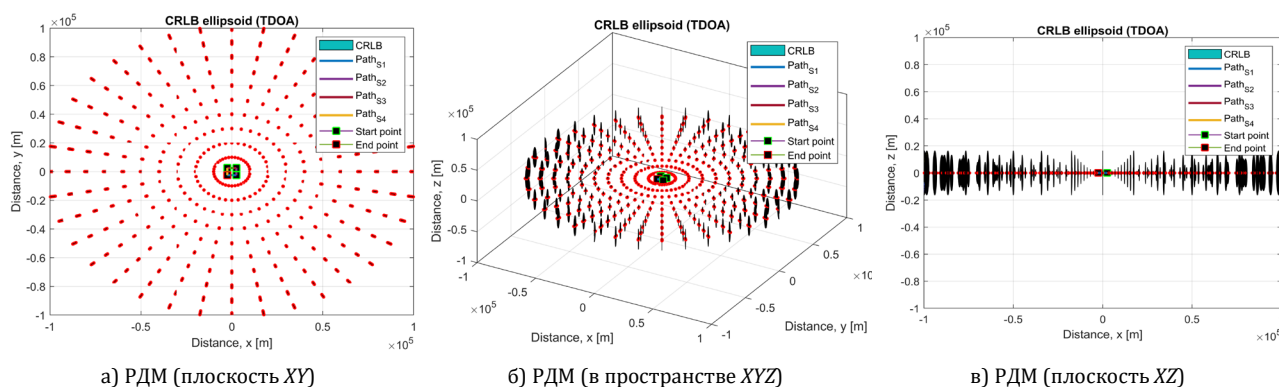


Рис. 18. Эллипсы/эллипсоиды НГКР для РДМ при движении четырех ПП равноудаленно друг от друга по траектории в виде квадрата на фиксированной высоте

Fig. 18. TDOA CRLB Ellipses/Ellipsoids Positioning Accuracy Estimates for Four Sensors that are Moving Along the Square Trajectory, Equidistant to Each Other at the Fixed Height

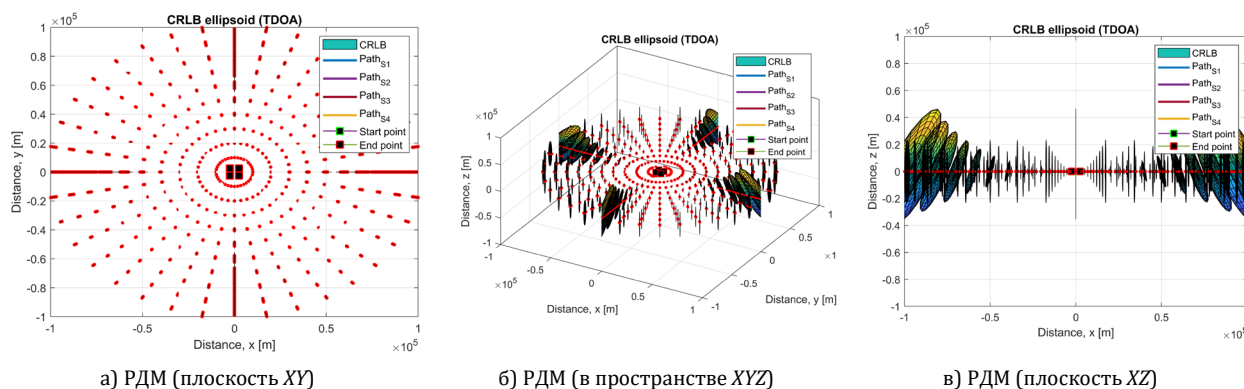


Рис. 19. Эллипсы/эллипсоиды НГКР при движении четырех ПП вертикально вверх при фиксированных координатах x и y

Fig. 19. CRLB Ellipses/Ellipsoids Positioning Accuracy Estimates for Four Sensors that are Moving Vertically Upward with Fixed x and y Coordinates

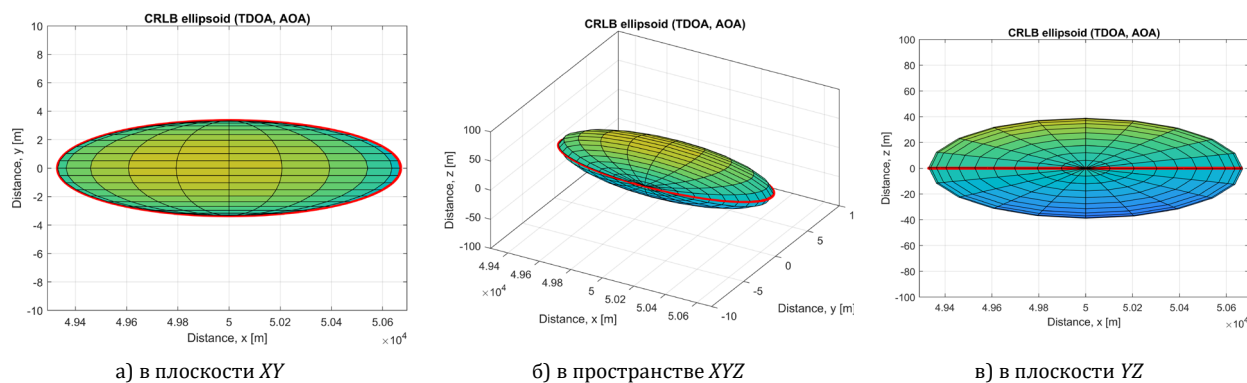


Рис. 20. Эллипс/эллипсоид рассеяния НГКР

Fig. 20. Scattering CRLB Ellipse/Ellipsoid

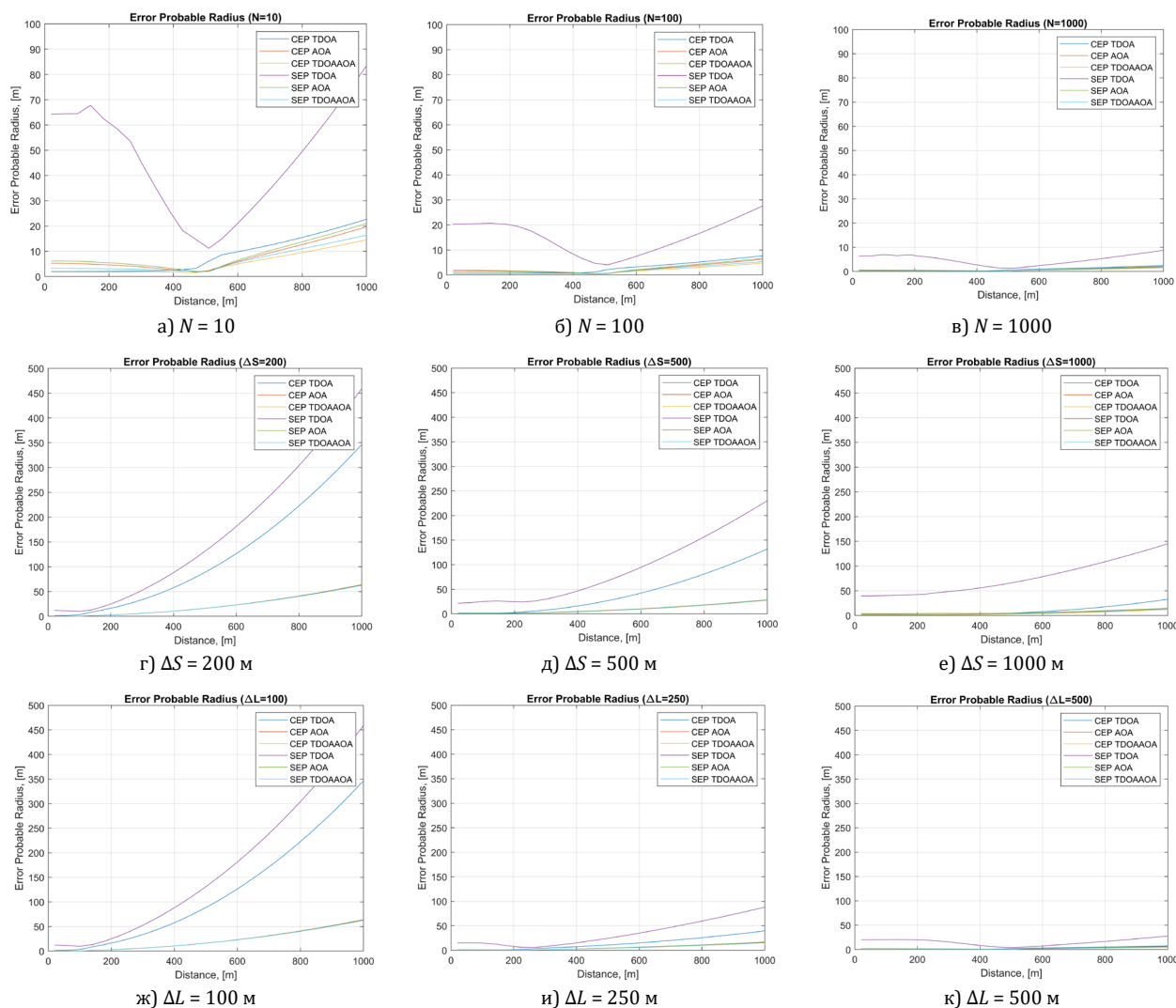


Рис. 21. Зависимость метрики КВО/СВО от расстояния между ПП и ИРИ

Fig. 21. The Dependence of the CEP/SEP Metrics on the Distance Between the Receiver and Emitter

5. Выводы

Настоящая работа завершает цикл исследований моделей и методов оценки пределов точности позиционирования разностно-дальномерным и угломерным методами на плоскости 2D и в пространстве 3D по метрикам эллипса/эллипсоида рассеяния

нижней границы Крамера – Рао и кругового/сферического вероятного отклонений. Реализованный программный инструментариум позволяет вычислять и визуализировать пределы точности позиционирования и, таким образом, прогнозировать и обосновывать практические сценарии территориального распределения наземных стационарных и/или траектории движения подвижных пунктов

приема, в том числе, в радиосетях с пространственной обработкой сигналов [6–22], в условиях отсутствия прямой видимости [23] и при использовании беспилотных летательных аппаратов [24].

Предложенные модели сетки в виде квадрата на плоскости и куба в пространстве позволили верифицировать требования спецификаций 3GPP по точности и надежности приложений и услуг геолокации в перспективной экосистеме 5G, в частности, для сценария сверхплотных радиосетей. Результаты анализа метрик НГКР позволяют сделать следующий вывод: в оптимистичном случае удовлетворяются требования 3GPP по горизонтальной точности 0,3 и 1 м при разnose соседних ПП в 30 и 135 м на плоскости и пространстве соответственно.

Результаты анализа метрик КВО/СВО позволяют сформулировать следующие практические рекомендации для повышения точности позиционирования ИРИ в пространстве:

1) использовать комбинацию РДМ-УМ, позволяющую при достаточном удалении ПП друг от друга уменьшить значение метрики вероятного отклонения и НГКР;

2) использовать движение ПП при сборе и обработке измерений, либо увеличивать их количество;

3) использовать разнесение ПП в пространстве и иметь в виду количественное соотношение расстояний между соседними пунктами по всем координатам (особенно для уменьшения ошибки по высоте);

4) при движении ПП такие параметры, как количество измерений, расстояние между соседними ПП и длина траектории движения ПП следует увеличивать настолько, насколько это возможно.

Список используемых источников

1. Пирмагомедов Р.Я., Молчанов Д.А., Кучерявый Е.А. Исследование характеристик ячеистых сетей миллиметрового диапазона при их использовании в среде с динамической блокировкой // Электросвязь. 2019. № 11. С. 29–34.
2. Тонких Е.В., Парамонов А.И., Кучерявый А.Е. Анализ беспроводной сети Интернета вещей высокой плотности // Электросвязь. 2020. № 1. С. 44–48. DOI:10.34832/ELSV.2020.2.1.006
3. Кучерявый А.Е., Бородин А.С., Киричек Р.В. Сети связи 2030 // Электросвязь. 2018. № 11. С. 52–56.
4. Бородин А.С., Кучерявый А.Е., Парамонов А.И. Особенности использования D2D-технологий в зависимости от плотности пользователей и устройств // Электросвязь. 2018. № 10. С. 40–45.
5. Кучерявый А.Е., Прокопьев А.В., Кучерявый Е.А. Самоорганизующиеся сети. СПб: Типография Любавич, 2011.
6. Бабков В.Ю., Фокин Г.А. Оценка вероятности успешного радиоприема в самоорганизующихся пакетных радиосетях на основе радиостанций с направленными антеннами // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2009. № 4(82). С. 77–84.
7. Фокин Г.А. Управление самоорганизующимися пакетными радиосетями на основе радиостанций с направленными антеннами. Дис. ... канд. техн. наук. СПб: СПбГУТ, 2009.
8. Лазарев В.О., Фокин Г.А. Оценка точности позиционирования источника радиоизлучения разностно-дальномерным и угломерным методами. Часть 1 // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 2. С. 88–100. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-2-88-100
9. Фокин Г.А., Лазарев В.О. Оценка точности позиционирования источника радиоизлучения разностно-дальномерным и угломерным методами. Часть 2. 2D-моделирование // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 4. С. 65–78. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-4-65-78
10. Torrieri D.J. Statistical Theory of Passive Location Systems // Cox I.J., Wilfong G.T. (eds) Autonomous Robot Vehicles. New York: Springer, 1990. DOI:10.1007/978-1-4613-8997-2_13
11. Nøye G. Analyses of the geolocation accuracy that can be obtained from shipborne sensors by use of time difference of arrival (TDOA), scanphase, and angle of arrival (AOA) measurements. FFI-rapport 2010/00737. Forsvarets forskningsinstitutt/ Norwegian Defence Research Establishment (FFI). 178 p.
12. Reza A., Sengupta A.S. Least square ellipsoid fitting using iterative orthogonal transformations // Applied Mathematics and Computation. 2017. Vol. 314. PP. 349–359. DOI:10.1016/j.amc.2017.07.025
13. Bar-Shalom Y., Li X.R., Kirubarajan T. Estimation with Applications to Tracking and Navigation. Hoboken: John Wiley & Sons, 2001. 584 p.
14. Ignagni M. Determination of Circular and Spherical Position-Error Bounds in System Performance Analysis // Journal of Guidance, Control, and Dynamics. 2010. Vol. 33. Iss. 4. PP.1301–1305. DOI:10.2514/1.47573
15. Schulte R.J., Dickinson D.W. Four Methods of Solving for The Spherical Error Probable Associated with a Three-Dimensional Normal Distribution. Defense Documentation Center. Air Force Missile Development Center. New Mexico: Holloman AFB NM, 1968. DOI:10.21236/ad0666646
16. Del Marco S. A Series Representation of the Spherical Error Probability Integral // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1993. Vol. 29. Iss. 4. PP. 1349–1356. DOI:10.1109/7.259539
17. Johnson R.S., Cottrill S.D., Peebles P.Z. A Computation of Radar CEP and SEP // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1969. Vol. AES-5. Iss. 2. PP. 353–354. DOI:10.1109/TAES.1969.309930
18. Zekavat R., Buehrer R.M. Handbook of Position Location: Theory, Practice, and Advances. Hoboken: John Wiley & Sons, 2019.
19. 3GPP TR 22.862 V14.1.0. Feasibility Study on New Services and Markets Technology Enabler for Critical Communications; Stage 1. Release 14. Sep. 2016.

20. 3GPP TS 22.261 V17.1.0. Service requirements for the 5G system, Stage 1. Release 17. Dec. 2019.
21. Фокин Г.А. Методика идентификации прямой видимости в радиолиниях сетей мобильной связи 4-го поколения с пространственной обработкой сигналов // Труды Научно-исследовательского института радио. 2013. № 3. С. 78–82.
22. Фокин Г.А. Имитационное моделирование процесса распространения радиоволн в радиолиниях сетей мобильной связи 4-го поколения с пространственной обработкой сигналов // Труды Научно-исследовательского института радио. 2013. № 3. С. 83–89.
23. Фокин Г.А. Комплексная имитационная модель для позиционирования источников радиоизлучения в условиях отсутствия прямой видимости // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 1. С. 85–101. DOI:10.31854/1813-324x-2018-1-85-101
24. Аль-Одхари А.Х., Фокин Г.А. Позиционирование источников радиоизлучения в условиях высокогорья с использованием беспилотных летательных аппаратов // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 2. С. 5–17. DOI:10.31854/1813-324x-2018-2-5-17

* * *

Positioning Accuracy Evaluation of Radio Emission Sources Using Time Difference of Arrival and Angle of Arrival Methods. Part 3. 3D-Simulation

G. Fokin¹ , V. Lazarev¹ 

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

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-87-102

Received 23th April 2020

Accepted 8th May 2020

For citation: Fokin G., Lazarev V. Positioning Accuracy Evaluation of Radio Emission Sources Using Time Difference of Arrival and Angle of Arrival Methods. Part 3. 3D-Simulation. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(2):87–102. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-87-102

Abstract: *This work completes a series of studies evaluating positioning accuracy of radiation sources using the differential-range and / or goniometric method for the spatial scenario. A complex of models and methods is proposed for estimating the limits of positioning accuracy by the metric of the scattering ellipsoid of the lower Cramer – Rao boundary and circular spherical deviation in 3D. Based on the developed tools, a quantitative and qualitative analysis of positioning scenarios in superdense 5G radio networks was performed. The assessments made it possible to verify the requirements of 3GPP specifications for the accuracy and reliability of geolocation applications and services in the promising 5G ecosystem.*

Keywords: *Cramer – Rao Lower Band, Concentration Ellipsoid, Spherical Error Probable, Time Difference of Arrival, Angle of Arrival, positioning 5G, 3GPP.*

References

1. Pirmagomedov R.Ya., Moltchanov D.A., Koucheryavy Y.A. Analysis of the mmWave mesh networks performance in dynamic blockage conditions. *Electrosvyaz*. 2019;11:29–34. (in Russ.)
2. Tonkikh E.V., Paramonov A.I., Koucheryavy A.E. Analysis of wireless high-density IoT network. *Electrosvyaz*. 2020;1:44–48. (in Russ.) DOI:10.34832/ELSV.2020.2.1.006
3. Koucheryavy A.E., Borodin A.S., Kirichek R.V. Network 2030. *Electrosvyaz*. 2018;11:52–56. (in Russ.)
4. Borodin A.S., Koucheryavy A.E., Paramonov A.I. Features of using D2D communication at various subscriber densities. *Electrosvyaz*. 2018;10:40–45. (in Russ.)
5. Koucheryavy A.E., Prokopiev A.V., Koucheryavy Y.A. *Self-Organizing Networks*. St. Petersburg: Tipografiya Lyubavich Publ.; 2011. (in Russ.)
6. Babkov V.Yu., Fokin G.A. Estimation of the probability of successful radio reception in Self-Organizing Packet Radio Networks Based on Radios with Directional Antennas. *St. Petersburg Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunication and Control Systems*. 2009;4(82):77–84. (in Russ.)

7. Fokin G.A. *Control of Self-Organizing Packet Radio Networks Based on Radio Stations with Directional Antennas*. Ph.D. Thesis. St. Petersburg: The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2009. (in Russ.)
8. Lazarev V., Fokin G. Positioning Accuracy Evaluation of Radio Emission Sources Using Time Difference of Arrival and Angle of Arrival Methods. Part 1. *Proc. of Telecom. Universities*. 2019;5(2):88–100. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-2-88-100
9. Fokin G., Lazarev V. Positioning Accuracy Evaluation of Radio Emission Sources Using Time Difference of Arrival and Angle of Arrival Methods. Part 2. 2D-Simulation. *Proc. of Telecom. Universities*. 2019;5(4):65–78. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-4-65-78
10. Torrieri D.J. Statistical Theory of Passive Location Systems. In: Cox I.J., Wilfong G.T. (eds) *Autonomous Robot Vehicles*. New York: Springer; 1990. DOI:10.1007/978-1-4613-8997-2_13
11. Høyе G. *Analyses of the geolocation accuracy that can be obtained from shipborne sensors by use of time difference of arrival (TDOA), scanphase, and angle of arrival (AOA) measurements*. FFI-rapport 2010/00737. Forsvarets forskningsinstitutt/Norwegian Defence Research Establishment (FFI). 178 p.
12. Reza A., Sengupta A.S. Least square ellipsoid fitting using iterative orthogonal transformations. *Applied Mathematics and Computation*. 2017;314:349–359. DOI:10.1016/j.amc.2017.07.025
13. Bar-Shalom Y., Li X.R., Kirubarajan T. *Estimation with Applications to Tracking and Navigation*. Hoboken: John Wiley & Sons; 2001. 584 p.
14. Ignagni M. Determination of Circular and Spherical Position-Error Bounds in System Performance Analysis. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*. 2010;33(4):1301–1305. DOI:10.2514/1.47573
15. Schulte R.J., Dickinson, D.W. *Four Methods of Solving for The Spherical Error Probable Associated with a Three-Dimensional Normal Distribution*. Defense Documentation Center. Air Force Missile Development Center. New Mexico: Holloman AFB NM; 1968. DOI:10.21236/ad0666646
16. Del Marco S. A Series Representation of the Spherical Error Probability Integral. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 1993;29(4):1349–1356. DOI:10.1109/7.259539
17. Johnson R.S., Cottrill S.D., Peebles P.Z. A Computation of Radar CEP and SEP. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 1969;AES-5(2):353–354. DOI:10.1109/TAES.1969.309930
18. Zekavat R., Buehrer R.M. *Handbook of Position Location: Theory, Practice, and Advances*. Hoboken: John Wiley & Sons; 2019.
19. 3GPP TR 22.862 V14.1.0. *Feasibility Study on New Services and Markets Technology Enablers for Critical Communications*. Stage 1. Release 14. Sep. 2016.
20. 3GPP TS 22.261 V17.1.0. *Service requirements for the 5G system*. Stage 1. Release 17. Dec. 2019.
21. Fokin G.A. The Direct Line of Sight Identification Technique in the Radio Links of the 4th Generation Mobile Communication Networks with Spatial Signal Processing. *Trudy Nauchno-issledovatel'skogo instituta radio*. 2013;3:78–82. (in Russ.)
22. Fokin G.A. Simulation of the Process of Propagation of Radio Waves in the Radio Links of the 4th Generation Mobile Communication Networks with Spatial Signal Processing. *Trudy Nauchno-issledovatel'skogo instituta radio*. 2013;3:83–89. (in Russ.)
23. Fokin G. Complex Imitation Model of Radio Emission Sources's Positioning in the Non-Line-of-Sight Conditions. *Proc. of Telecom. Universities*. 2018;4(1):85–101. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2018-1-85-101
24. Al-Odhari A., Fokin G. Positioning of Radio Emission Sources in Hilly Terrain Using Unmanned Aerial Vehicles. *Proc. of Telecom. Universities*. 2018;4(2):5–17. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2018-2-5-17

Сведения об авторах:

ФОКИН
Григорий Алексеевич

кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, grihafokin@gmail.com
 <https://orcid.org/0000-0002-5358-1895>

ЛАЗАРЕВ
Виталий Олегович

аспирант кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, laviol.94@gmail.com
 <https://orcid.org/0000-0003-3913-8579>

ИНФОРМАТИКА, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И УПРАВЛЕНИЕ

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

**05.13.18 – Математическое моделирование,
численные методы
и комплексы программ**

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

Идентификация архитектуры процессора выполняемого кода на базе машинного обучения.

Часть 2. Способ идентификации

М.В. Буйневич^{1, 2} , К.Е. Израйлов^{1, 3*} 

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,

Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

²Санкт-Петербургский университет государственной противопожарной службы МЧС России,

Санкт-Петербург, 196105, Российская Федерация

³Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации Российской академии наук,

Санкт-Петербург, 199178, Российская Федерация

*Адрес для переписки: konstantin.izrailov@mail.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 01.06.2020

Принята к публикации 24.06.2020

Ссылка для цитирования: Буйневич М.В., Израйлов К.Е. Идентификация архитектуры процессора выполняемого кода на базе машинного обучения. Часть 2. Способ идентификации // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 2. С. 104–112. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-104-112

Аннотация: Изложены результаты исследования способа идентификации архитектуры процессора исполняемого кода на базе машинного обучения. Во второй части цикла статей производится синтез трехэтапной схемы способа и соответствующего программного средства. Описывается функциональный и информационный слой архитектуры последнего, а также режимы его работы. Осуществляется базовое тестирование средства и приводятся результаты его работы. На примере идентификации файлов с машинным кодом различных архитектур обосновывается работоспособность предлагаемых способа и программного средства.

Ключевые слова: информационная безопасность, машинный код, архитектура процессора, машинное обучение, частотно-байтовая модель, сигнатура кода, способ идентификации процессора, программное средство.

Введение

Одной из важнейших задач в области информационной безопасности является анализ программно-аппаратных элементов информационной системы, включающих файлы, оборудование, встроенный код и т. п. [1]. Исходя из разнородности таких элементов, применяются специализированные способы анализа, «заточенные» под свой объект. Для повышения оперативности и ресурсоэкономности процесса производится предварительное исследование информационной системы в интересах определения ее состава, формирования приоритетного вектора анализа, выбора соответствующих средств, сбора метрик и статистик [2]. В большинстве случаев наибольшую, с точки зрения «враждебности», роль играют выполняемые файлы, которые имеют вид машинного кода (далее – МК). Исходя из того, что МК считается «языком процессора», а также большого количества реально применяемых архитектур процессоров (более 50), возникает необходимость в знании такой архитектуры для каждого файла. Это позволит, как в автоматическом режиме

произвести анализ файлов предназначенным для этого средством (например, сканером уязвимостей [3], работающим с Intel-набором команд), так и установить количественно-качественный состав информационной системы (архитектуры МК файлов и их соотношение в программной части, коррелирующее и с аппаратной частью). Таким образом, *идентификация архитектуры выполняемого кода* является актуальной задачей в области информационной безопасности.

В первой части цикла статей [4] был произведен анализ предметной области, в результате чего была получена модель, послужившая для доказательства гипотезы, непосредственно примененной при создании схемы идентификации архитектуры процессора. Принцип идентификации (имеющий аналитический вид) состоит в том, что для нее применяется частотно-байтовая модель МК файла, характеризующая частоту появления байт с определенным значением – *сигнатуру* (массив из 256 элементов со значениями от 0 до 1 включительно). Каждый же из МК файлов с определенным ти-

пом архитектуры имеет собственную «картину» распределения (объясняемую целым рядом объективных причин), что как раз и позволяет производить необходимое различие среди них.

Продолжая следовать канонической схеме исследования «анализ → синтез → оценка», в данной статье будет произведен синтез способа идентификации, а также предложена архитектура и описана реализация конкретного программного средства.

1. Синтез способа идентификации

Схема способа идентификации в формальном (аналитическом) виде была описана в первой части цикла. Суть схемы заключается в построении моделей для каждой из процессорных архитектур, а затем корреспондирования с этими моделями исследуемого файла с целью нахождения вероятностей его отнесения к одному из классов МК (т. е. одной архитектуры). Класс с наибольшей вероятностью и будет идентифицируемым; в случае же близости вероятностей нескольких классов можно говорить о гетерогенности наборов инструкций МК, что потребует дополнительных усилий по идентификации.

Для синтеза нового способа идентификации необходимо решить методологическую задачу выбора собственно механизма такого создания. Существуют различные механизмы, наиболее очевидными из которых являются следующие: расширение/специализация, когда частный способ развивается/сужается до решения более крупной/мелкой задачи; объединение, когда берутся близкие к задаче способы, наиболее необходимые части которых затем соединяются; эвристический, основанный на интуиции («гениальной догадке») исследователя [5]; эмпирический, строящийся на наблюдаемых данных.

Исходя из специфики решаемой задачи, в том числе упоминаемой в первой части цикла, наиболее подходящим механизмом будет объединение специализации (поскольку, как задача обработки бинарных файлов, так и задача классификации имеют апробированные подходы к решению) и эмпирического (по причине наличия множества файлов с МК, сигнатуру которых практически невозможно вычислить вручную).

Следуя такому механизму, способ может быть построен на базе искусственного интеллекта в части одного из наиболее близких «по духу» метода машинного обучения, а именно – классификации [6]. Согласно последнему, способ идентификации может представлять собой обучение его внутренней модели по прецедентам в виде пары: «усредненное частотно-байтовое распределение МК файлов» vs «их принадлежность к определенному типу архитектуры». Набрав подобным образом достаточную «массу» обучаемых данных, модель будет использоваться способом для отображения МК новых файлов к соответствующему классу МК. Есте-

ственно, отдельно стоящей задачей является получение обучающей выборки – набора распределений МК и его архитектуры в достаточном количестве, что также должно быть учтено в способе.

Используя предложенную формальную схему способа и выбранный механизм создания, произведем его алгоритмический синтез в виде последовательности шагов. Такое представление позволит впоследствии создать программное средство идентификации. В качестве данных для обучения возьмем сборку Debian для различных архитектур, использованную ранее для получения сигнатур МК [7]. Также учтем тот факт, что выполняемые файлы могут быть двух форматов: PE и ELF, а помимо секции с МК, в файле присутствуют и другие секции с данными, не содержащими инструкции процессора.

Поскольку идентификация должна не только сказать, принадлежит ли МК тестируемого файла известной архитектуре, но и указать на эту архитектуру, то с точки зрения машинного обучения необходимо решить задачу многоклассовой классификации. По причине того, что процесс обработки множества файлов для получения сигнатуры класса МК для каждого процессора занимает значительно больше время, чем обучение и идентификация одного файла, и при этом выполняется лишь один раз, то целесообразно выполнить этот процесс единожды с сохранением результатов работы (т. е. частотно-байтового распределения инструкций). Для учета приведенных особенностей способ целесообразно поделить на 3 этапа с возможностью их отдельного выполнения (что будет особенно оправдано при сборе сигнатур МК для большого количества файлов). Так, на первом этапе (Этап 1) требуется распаковать файлы с МК для различных архитектур, взятых из образов дистрибутива Debian, во временные директории. На Этапе 2 необходимо построить сигнатуры и сохранить их в промежуточные файлы. На Этапе 3 требуется провести саму идентификацию путем сначала обучения внутренней модели для многоклассовой классификации, а затем тестирования на ней (т. е. нахождения вероятностей отнесения МК к архитектурам процессов) подаваемых на вход файлов.

Целесообразно иметь возможность идентификации как полноценных выполняемых файлов (в виде заголовков с набором секций), так и «сырого» МК (т. е. последовательности инструкций для выполнения процессором без дополнительной метаинформации). Разделение обучения и тестирования на подэтапы не имеет практического смысла, поскольку время обучения для набора сигнатур занимает предельно короткое время – сигнатуры состоят из 256 байт (в терминах машинного обучения – признаки), а общее количество процессорных архитектур вряд ли превысит 100 (в терминах машинного обучения – обучающие образцы или прецеденты). Схема работы такого способа представлена на рисунке 1.

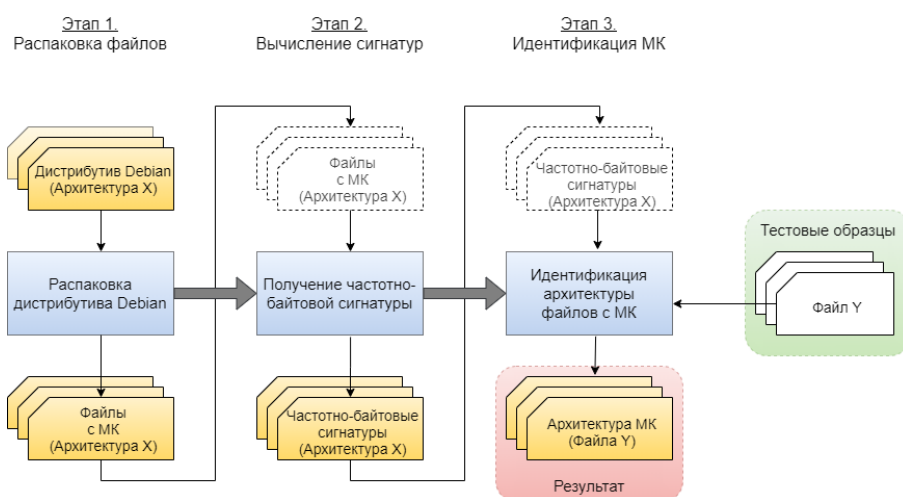


Рис. 1. Схема способа идентификации архитектуры процессора выполняемого кода

Fig. 1. A Scheme of a Method for Identifying a Processor Architecture of Executable Code

Схема состоит из следующих поэтапно выполняемых блоков (принимающих/возвращающих):

Блок 1 – «Распаковка дистрибутива Debian», принимающий на вход дистрибутив под определенную процессорную архитектуру и возвращающий на выходе файлы с МК;

Блок 2 – «Получение частотно-байтовой сигнатуры», принимающий на вход полученные ранее файлы и возвращающий на выходе соответствующую сигнатуру для множества их МК;

Блок 3 – «Идентификация файлов с МК», принимающий на вход все полученные ранее сигнатуры, а также тестируемые файлы, и возвращающий на выходе архитектуры файлов.

В интересах реализации способа необходимо отметить особенности строения дистрибутива Debian. Файлы дистрибутива содержат архивы, имеющие расширение «*.deb» и запакованные алгоритмом 7-Zip. В последних также могут содержаться 7-Zip архивы с расширением «*.tar». Таким образом, для получения всех файлов дистрибутива необходимо распаковать указанные архивы (в том числе вложенные). Исходя из вышеотмеченных особенностей, можно выдвинуть к реализации способа следующие требования:

- по результативности: корректные файлы с МК (т.е. без разрушений и предназначенные для одной процессорной архитектуры) должны однозначно идентифицироваться;
- по оперативности: должна обеспечиваться высокая скорость работы, поскольку в ином случае способ будет не применим для крупных информационных систем (что является вполне реальной ситуацией);
- по ресурсозакономности: как затраты на программные ресурсы, так и на экспертов, должны быть минимальны.

Соответствие программного средства указанным требованиям может быть оценено непосредственно в процессе его тестирования, что будет осуществлено в заключительной части цикла.

2. Программная реализация средства идентификации

Для разработки программного средства была выбрана среда Microsoft Visual Studio (версии 2019), являющаяся одной из бесспорно ведущих в области IT-инженерии. В том числе и по этой причине языком разработки являлся C# (заведомо поддерживаемый в среде).

Несмотря на высокую и постоянно растущую популярность языка Python [8], в особенности при разработке программ с использованием машинного обучения, он не был применен по целому ряду следующих субъективно негативных признаков: ориентирование на простоту написания кода, что для программистов с большим опытом скорее усложняет разработку, поскольку требует запоминания новых (и не всегда логичных) «простых» конструкций; «родственная близость» C# и Microsoft Visual Studio, что естественно отражается и на использовании первого во втором (поддержка рефакторинга, удобство отладки и т.п.); негативный авторский опыт использования скриптовых языков (Python, Ruby и др.) против построенных на «чистом» байт-коде (C#, Java), а также результаты независимых исследований (к сожалению, не опубликованные в ведущих журналах), которые показывают большую скорость работы и меньшее потребление ресурсов второй группы языков по сравнению с первой, что также повлияло на итоговый выбор.

Даже принимая во внимание библиотеки для машинного обучения ML.Net от компании Microsoft, для разработки данного программного средства применялись сторонние библиотеки Accord.Net, поскольку, как показала практика разработки предыдущих проектов, API от Accord.Net (как и общие шаблоны) оказался более удобной [9].

В качестве многоклассового классификатора был выбран хорошо зарекомендовавший себя алгоритм SVM (от англ. Support Vector Machine). И

хотя он предназначен для бинарной классификации (т. е. разделения на два класса), однако его можно адаптировать и для задачи нескольких архитектур путем применения стратегий «один-против-одного» (исходя из суммы голосов каждого попарного классификатора) и «один-против-всех» (обучением классификатора отличать каждый класс от всех других) [10]. В библиотеке Accord.Net для первой стратегии предназначается взятый за основу класс *MulticlassSupportVectorLearning*.

Опишем далее спроектированную архитектуру программного средства (выполняемый файл которого получил название «BinArchId.exe»), поде-

лив ее на два качественно разных слоя: функциональный – отвечающий за ее декомпозицию на модули с определенным функционалом и их взаимосвязи; и информационный – связывающий информационные потоки, циркулирующие в программном средстве и на его границах.

Функциональный слой архитектуры

Исходя из общей схемы работы способа идентификации, был спроектирован следующий состав модулей программного средства и их взаимосвязь в виде функционального слоя архитектуры (рисунок 2).

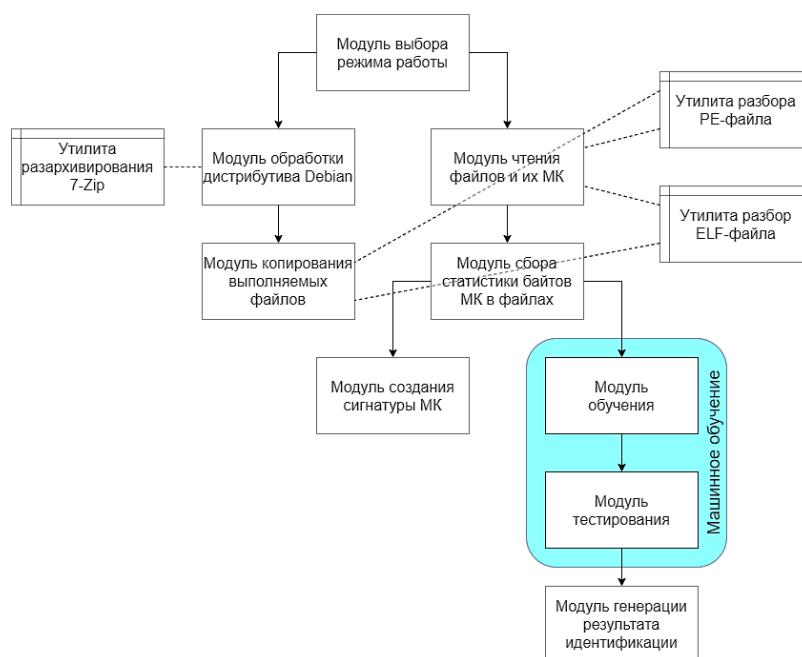


Рис. 2. Функциональный слой архитектуры программного средства

Fig. 2. Functional Layer of Software Architecture

Слой состоит из следующих модулей и утилит (первые выполняют основной функционал способа, а вторые – более общий и вспомогательный функционал, используемый первыми).

«Модуль выбора режима работы» – отвечает за раздельное выполнение этапов способа, что соответствует одному из 3-х режимов работы (о режимах – ниже). С его выполнения начинается работа способа.

«Модуль обработки дистрибутива Debian» – выполняет основную логику распаковки дистрибутива, обрабатывая все каталоги, обнаруживая архивы, распаковывая их (с помощью «Утилиты разархивации 7-Zip»). Модуль выполняется первым на Этапе 1.

«Модуль копирования выполняемых файлов» – вызывается предыдущим модулем, определяет выполняемые файлы по заголовкам (с помощью «Утилиты разбора PE-файла» и «Утилиты разбор ELF-файла») и копирует их в заданную директорию. Модуль выполняется последним на Этапе 1.

«Модуль чтения файлов и их МК» – читает указанные файлы, выделяя в них МК по алгоритму, зависящему от настройки режима: или из кодовых секций, полученных из заголовка файла (PE или ELF); или считая, что файл полностью состоит из МК – режим «X». Модуль выполняется первым на Этапах 2 и 3.

«Модуль сбора статистики байтов МК в файлах» – используя полученные предыдущим модулем секции с МК каждого их файлов, собирает статистику появления в них различных байт и производит их нормировку по имеющему наибольшее значение, получая тем самым частотно-байтовое распределение МК. Модуль общий для Этапов 2 и 3.

«Модуль создания сигнатуры МК» – используя нормированную статистику байт, полученную предыдущим модулем, формирует итоговую частотную сигнатуру МК для файлов исходного дистрибутива Debian. Модуль выполняется последним на Этапе 2.

«Модуль обучения» – производит настройку внутренней модели машинного обучения (отме-

чено на рисунке голубым фоном) по прецедентам: «частотно-байтовое распределение МК» → «архитектура МК», – используя загруженные сигнатуры. Модуль относится к Этапу 2.

«Модуль тестирования» – производит много-классовую классификацию частотно-байтовых распределений МК тестируемых файлов, полученных предыдущим модулем, с загруженными сигнатурами (для соответствующих архитектур) с помощью методов машинного обучения. Модуль относится к Этапу 3.

«Модуль генерации результата идентификации» – используя результаты классификации от предыдущего модуля, формирует итоговый отчет в виде соотношений «Файл → Архитектура», а также таблицы вероятности отношения каждого тестируемого файла к соответствующей архитектуре. Модуль выполняется последним на Этапе 3.

«Утилита разархивирования 7-Zip» – осуществляет разархивирование файлов, запакованных с по-

мощью архиватора 7-Zip [11] (в таком формате хранятся некоторые файлы из дистрибутива Debian).

«Утилита разбор ELF-файла» – производит проверку наличия в файле заголовка ELF, а также чтение его секций, в том числе с МК.

«Утилита разбор PE-файла» – производит проверку наличия в файле заголовка PE, а также чтение его секций, в том числе с МК.

Информационный слой архитектуры

Преобразование информационных потоков при работе программного средства может быть показано на следующей схеме информационного слоя архитектуры (рисунок 3). Схема достаточно хорошо понятна и не нуждается в пояснениях, поскольку отражает как работу самого способа, так и функциональный слой архитектуры программного средства идентификации; также она соответствует принципам работы методов машинного обучения в части классификации.

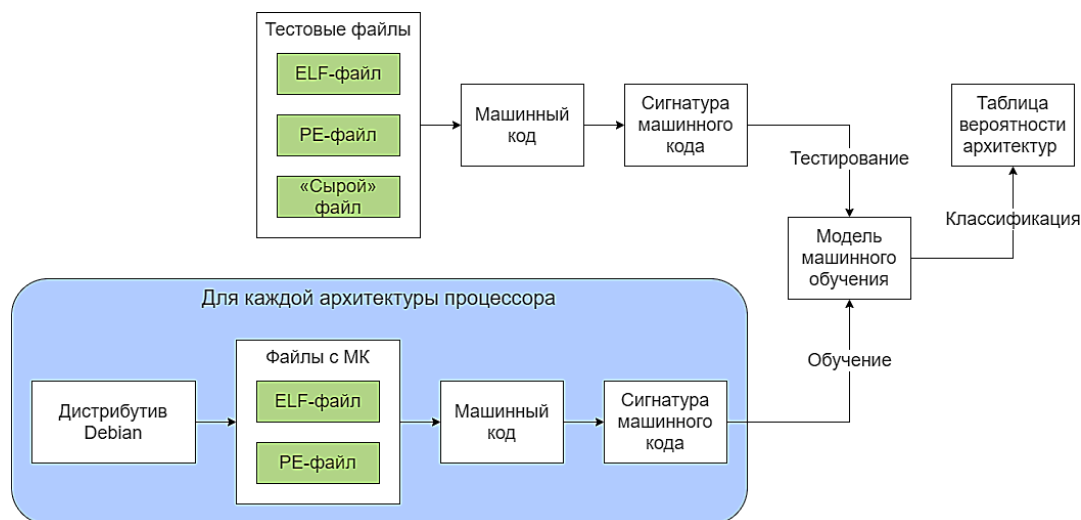


Рис. 3. Информационный слой архитектуры программного средства

Fig. 3. Information Layer of Software Architecture

Режимы работы

Поскольку предполагается, что этапы способа должны выполняться раздельно, то программное средство спроектировано для работы в 3 режимах, каждый из которых соответствует своему этапу. Режимы работы программного средства являются следующие.

Режим 1 – «Распаковка Debian», в результате которого файлы из дистрибутива Debian, содержащие МК, распаковываются в заданную директорию. В качестве входных данных указывается путь к диску, на который монтирован образ дистрибутива. В качестве выходных данных указывается директория для распаковки. Так, после запуска программного средства в данном режиме (аргумент *UnpackMode*) с помощью командной строки:

```
> BinArchId.exe UnpackMode G D:\Debian\i386\
```

дистрибутив Debian на диске «G:\» будет проанализирован на предмет выполняемых файлов, которые будут распакованы в директорию «D:\Debian\i386\» (следуя из названия, для архитектуры процессора *i386*) с сохранением исходной структуры директорий. Остальные (невыполняемые файлы) будут пропущены.

Режим 2 – «Вычисление сигнатур», в результате которого МК всех файлов одной процессорной архитектуры (предварительно распакованных из дистрибутива Debian) будут проанализированы с целью сбора частот появления байт и вычисления сигнатуры класса МК, которая будет сохранена в специальном файле. Так, после запуска программного средства в данном режиме (аргумент *SignatureMode*) с помощью командной строки:

```
> BinArchId.exe SignatureMode D:\Debian\i386\
D:\Debian\i386.sig
```

оно найдет все файлы в директории «D:\Debian\i386\», вычислит их общую сигнатуру и запишет в файл «D:\Debian\i386.sig».

Режим 3 – «Идентификация МК», в результате которого будут загружены все заданные сигнатуры МК с указанием их архитектур, а также файлы с МК из указанной директории. Используя сигнатуры, метод машинного обучения по многоклассовой классификации вычислит вероятность отнесения каждого из МК к одной из переданных архитектур. Так, после запуска программного средства в данном режиме (аргумент *TestMode*) с помощью командной строки:

```
> BinArchId.exe TestMode D:\Test\
amd64=D:\Debian\amd64.sig
i386=D:\Debian\i386.sig
mipsel=D:\Debian\mipsel.sig
```

оно загрузит из директории «D:\Debian\» сигнатуры «amd64.sig», «i386.sig» и «mipsel.sig» для архитектур 64-битного Intel/AMD, 32-битного Intel и 64-битного MIPS с порядком байтов от младшего к старшему, затем получит МК файлов из директории «D:\Test\», и сгенерирует отчет об идентификации в виде списка и расширенной таблицы со следующей интерпретацией: строки = идентифицируемые файлы, столбцы = архитектуры загруженных сигнатур, ячейки = вероятности отнесения файла-строки к архитектуре-столбцу. Для запуска вариации режима, при котором файлы будут интерпретироваться, как полностью состоящие из МК, необходимо в качестве первого аргумента передать *TestModeX*.

3. Тестирование программного средства идентификации

Сценарий 1. Распаковка Debian

Запустим программное средство в режиме «Распаковки Debian» (*UnpackMode*), передав на вход путь к примонтированному диску с дистрибутивом Debian и указав директорию для распаковки выполняемых файлов. Для примера, в качестве диска с дистрибутивом возьмем «G:\», а в качестве директории – «D:\Debian\i386». Начало и конец листинга, выведенного программным средством при работе в режиме, будет следующим (здесь и далее для удобства листинг откорректирован путем удаления отладочной информации и замены средних записей на многоточие):

```
Unzip: 'G:\pool\main\acl\libacl1_2.2.53-4_i386.deb' ->
D:\Debian\i386\pool\main\acl\libacl1_2.2.53-4_i386.deb
Unzip:
'D:\Debian\i386\pool\main\acl\libacl1_2.2.53-4_i386.deb\data.tar' ->
D:\Debian\i386\pool\main\acl\libacl1_2.2.53-4_i386.deb\data.tar_
...
```

```
Unzip:
'G:\pool\main\z\zlib\zlib1g_1.2.11.dfsg-1_i386.deb' ->
D:\Debian\i386\pool\main\z\zlib\zlib1g_1.2.11.dfsg-1_i386.deb
Unzip:
'D:\Debian\i386\pool\main\z\zlib\zlib1g_1.2.11.dfsg-1_i386.deb\data.tar' ->
D:\Debian\i386\pool\main\z\zlib\zlib1g_1.2.11.dfsg-1_i386.deb\data.tar_
```

В логе указаны архивы, вложенные друг в друга, и пути их распаковки.

Сценарий 2. Вычисление сигнатуры

Запустим программное средство в режиме «Вычисление сигнатуры» (*SignatureMode*), передав на вход путь к директории с распакованными выполняемыми файлами одной архитектуры, а также путь к файлу для сохранения сигнатуры. Для примера в качестве архитектуры дистрибутива возьмем архитектуру *i386* (файлы которой ранее распакованы в директорию «D:\Debian\i386\»). Результатом работы программного средства будет следующий листинг:

```
Elf:
D:\Debian\i386\pool\main\acl\libacl1_2.2.53-4_i386.deb\data.tar\usr\lib\i386-linux-gnu\libacl.so.1.1.2253
Elf:
D:\Debian\i386\pool\main\acl\acpi\acpi_1.7-1.1_i386.deb\data.tar\usr\bin\acpi
...
Elf: D:\Debian\i386\pool\main\x\xz-utils\xz-utils_5.2.4-1_i386.deb\data.tar\usr\bin\xz
Elf:
D:\Debian\i386\pool\main\z\zlib\zlib1g_1.2.11.dfsg-1_i386.deb\data.tar\lib\i386-linux-gnu\libz.so.1.2.11
```

В логе каждая строка начинается с типа заголовка выполняемого файла (ELF или PE), за которым идет полный путь к файлу. Пример сигнатуры для процессорной архитектуры *i386* по всем выполняемым файлам дистрибутива Debian следующий:

0	1	35109689	
1	0.114360825013289	4015173	
2	0.0480500695975974	1687023	
...			
253	0.0223295626457984	783984	
254	0.0394533258326498	1385194	
255	0.600960834486458	21099548	

где первое число в строке означает значение байта, второе – долю значения байта по сравнению с другими значениями, а третье – общее число байт с данным значением. Как хорошо видно, в файлах больше всего содержится байт со значением 0 (первая строка, для которой доля максимальна и равна 1).

Сценарий 3. Идентификация архитектуры

Запустим программное средство в режиме «Идентификация архитектуры» (*TestMode* или

TestModeX), передав на вход путь к директории с тестируемыми файлами, а также все процессоры архитектур и их сигнатуры. Для примера и наглядности работы в качестве файлов возьмем Топ-10 рассматриваемых архитектур (в виде соответствующих им сигнатур, полученных ранее) и такое же количество идентифицируемых файлов, поименованных в форме *test.{arch}*, где *{arch}* – название архитектуры. Результатом работы программного средства будет следующий листинг:

```
test.amd64 -> (amd64)
test.arm64 -> (arm64)
...
test.ppc64el -> (ppc64el)
test.s390x -> (s390x)

test.amd64 -> amd64=0.71 arm64=0.03 ar-
mel=0.04 armhf=0.04 i386=0.05 mips=0.02
mips64el=0.03 mipsel=0.02 ppc64el=0.02
s390x=0.03
test.arm64 -> amd64=0.13 arm64=0.53 ar-
mel=0.05 armhf=0.05 i386=0.05 mips=0.04
mips64el=0.04 mipsel=0.04 ppc64el=0.04
s390x=0.04
...
```

```
test.ppc64el -> amd64=0.05 arm64=0.06 ar-
mel=0.06 armhf=0.06 i386=0.06 mips=0.06
mips64el=0.06 mipsel=0.06 ppc64el=0.41
s390x=0.14
```

```
test.s390x -> amd64=0.06 arm64=0.06 ar-
mel=0.05 armhf=0.05 i386=0.06 mips=0.06
mips64el=0.06 mipsel=0.06 ppc64el=0.06
s390x=0.48
```

Первая часть листинга содержит результаты идентификации в виде имени файла и соответствующей ему архитектуры, а вторая часть приводит вероятности отнесения каждого файла к архитектуре (очевидно, что, в первом листинге приводятся архитектуры с наибольшей из второго вероятностью). Так, в листинге отображена информация для файлов *test.[amd64/arm64/ppc64el/s390x]*. Необходимо уточнить, что хотя тестируемые файлы и содержат заголовки с типом архитектуры, однако эта информация не используется программным средством; анализу подвергаются только секции с кодом.

Результаты идентификации, сведенные вместе, представлены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Вероятности отнесения тестовых файлов к архитектурам процессоров

TABLE 1. Probabilities of Assigning Test Files to Processor Architectures

Тестовые файлы	Архитектуры процессора									
	<i>amd64</i>	<i>arm64</i>	<i>armel</i>	<i>armhf</i>	<i>i386</i>	<i>mips</i>	<i>mips64el</i>	<i>mipsel</i>	<i>ppc64el</i>	<i>s390x</i>
test.amd64	0,71	0,03	0,04	0,04	0,05	0,02	0,03	0,02	0,02	0,03
test.arm64	0,13	0,53	0,05	0,05	0,05	0,04	0,04	0,04	0,04	0,04
test.armel	0,09	0,11	0,25	0,07	0,07	0,08	0,08	0,08	0,09	0,08
test.armhf	0,02	0,01	0,00	0,87	0,01	0,02	0,02	0,02	0,02	0,02
test.i386	0,03	0,04	0,04	0,04	0,58	0,05	0,06	0,05	0,05	0,07
test.mips	0,09	0,07	0,06	0,05	0,05	0,41	0,03	0,10	0,03	0,10
test.mips64el	0,11	0,08	0,06	0,06	0,06	0,11	0,27	0,06	0,07	0,12
test.mipsel	0,09	0,07	0,06	0,05	0,05	0,41	0,03	0,10	0,03	0,10
test.ppc64el	0,05	0,06	0,06	0,06	0,06	0,06	0,06	0,06	0,41	0,14
test.s390x	0,06	0,06	0,05	0,05	0,06	0,06	0,06	0,06	0,06	0,48

Примечание. Красным фоном в таблице помечены наибольшие вероятности, соответствующие идентифицированным архитектурам процессора, а зеленым – ближайшая альтернатива.

Как хорошо видно по отчету, идентификация показала хорошие результаты за исключением архитектур *mips* и *mipsel*, соответствующих 32 битному MIPS с различным порядком байт. Впрочем, такая ситуация была предсказана ранее при анализе гистограмм частотных сигнатур классов МК [4]. Также следует отметить, что вероятность отнесения к ближайшим альтернативам меньше в 2–3 раза, что можно считать хорошей точностью идентификации. Еще раз повторим, что более точные и формальные оценки будут получены в следующей (заключительной) части цикла.

Заключение

Таким образом, во второй части цикла описана созданная схема способа идентификации архитек-

туры процессоров МК и сформированы требования к соответствующему программному средству, приведена его архитектура с позиции функциональных модулей и информационных потоков данных. Работа программного средства в трех режимах позволяет разделять выполнение этапов способа, что достаточно значимо с практической точки зрения. Базовое тестирование программного средства для файлов 10 архитектур, рассмотренных в первой части статьи, обосновывает его работоспособность, даже несмотря на неразличимость близких архитектур *mips* и *mipsel*. Также можно утверждать, что программное средство удовлетворяет поставленным требованиям: результативность обоснована рабочим примером по идентификации, оперативность – режимами рабо-

ты программного средства и применением многоклассового классификатора на базе SVM (по стратегии «один-против-одного»), а ресурсоэкономность – полной автоматизацией работы и простой создания обучающей выборки.

Для получения количественных оценок работоспособности программного средства необходимо провести его полноценное тестирование и вычисление показателей таких характеристик качества, как точность, полнота, аккуратность, ошибка и F-

мера [12]. Также интересным, с научной и практической точки зрения, будет исследование границ применимости способа, например, для файлов без заголовков [13–14], малого размера, разрушенных [15], модифицированных [16], а также содержащих МК нескольких архитектур (как, например, в магистральных маршрутизаторах). Этому будет посвящена третья, заключительная, часть цикла статей.

Окончание следует ...

Список используемых источников

1. Буйневич М.В., Васильева И.Н., Воробьев Т.М., Гниденко И.Г., Егорова И.В. и др. Защита информации в компьютерных системах: монография. СПб.: Санкт-Петербургский государственный экономический университет, 2017. 163 с.
2. Buinevich M., Izrailov K., Vladyko A. Metric of vulnerability at the base of the life cycle of software representations // Proceedings of the 20th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT, Chuncheon-si Gangwon-do, South Korea, 11–14 February 2018). IEEE, 2018. PP. 1–8. DOI:10.23919/ICACT.2018.8323940
3. Безмальный В. Антивирусные сканеры // Windows IT Pro/ RE. 2014. № 4. С. 52.
4. Буйневич М.В., Израйлов К.Е. Идентификация архитектуры процессора выполняемого кода на базе машинного обучения. Часть 1. Частотно-байтовая модель // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 1. С. 77–85. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-77-85
5. Спиридонов В. Задачи, эвристики, инсайт и другие непонятные вещи // Логос. 2014. № 1(97). С. 97–108.
6. Буйневич М.В., Израйлов К. Е. Обобщенная модель статического анализа программного кода на базе машинного обучения применительно к задаче поиска уязвимостей // Информатизация и Связь. 2020. №. 2. С. 143–152. DOI:10.34219/2078-8320-2020-11-2-143-152
7. Файлы образов Debian версии 10.3.0 // Debian. URL: <https://www.debian.org/distrib/netinst.ru.html> (дата обращения: 26.06.2020)
8. Федоров Д.Ю. Программирование на языке высокого уровня Python: учебное пособие. Москва: Издательство Юрайт, 2019. Сер. 60. Бакалавр. Прикладной курс. 161 с.
9. Пижевский М.К. Инструменты машинного обучения // Modern Science. 2020. № 1–1. С. 435–438.
10. Браницкий А.А., Саенко И.Б. Методика многоаспектной оценки и категоризации вредоносных информационных объектов в сети Интернет // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 3. С. 58–65. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-3-58-65
11. Файловый архиватор 7-Zip // 7-Zip. URL: <https://www.7-zip.org/> (дата обращения: 26.06.2020)
12. Шелухин О.И., Симонян А.Г., Ванюшина А.В. Влияние структуры обучающей выборки на эффективность классификации приложений трафика методами машинного обучения // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Т. 11. № 2. С. 25–31.
13. Трофименков А.К., Трофименков С.А., Пимонов Р.В. Алгоритмизация обработки файлов для их идентификации при нарушении целостности данных // Системы управления и информационные технологии. 2020. № 2(80). С. 82–85.
14. Антонов А.Е., Федулов А.С. Идентификация типа файла на основе структурного анализа // Прикладная информатика. 2013. № 2(44). С. 068–077.
15. Касперски К. Как спасти данные, если отказал жесткий диск // Системный администратор. 2005. № 9(34). С. 80–87.
16. Штеренберг С.И., Андрианов В.И. Варианты модификации структуры исполнимых файлов формата PE // Перспективы развития информационных технологий. 2013. № 16. С. 134–143.

* * *

Identification of Processor's Architecture of Executable Code Based on Machine Learning. Part 2. Identification Method

M. Buinevich^{1, 2} , K. Izrailov^{1, 3} 

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

²Saint-Petersburg University of State Fire Service of Emercom of Russia, St. Petersburg, 195105, Russian Federation

³St. Petersburg Institute for Informatics and Automation of the Russian Academy of Sciences, St. Petersburg, 199178, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-104-112

Received 1st June 2020

Accepted 24th June 2020

For citation: Buinevich M., Izrailov K. Identification of Processor's Architecture of Executable Code Based on Machine Learning. Part 2. Identification method. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(2):104–112. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-104-112

Abstract: This article shows us the study results of a method for identifying the processor architecture of an executable code based on machine learning. In the second part of the series of articles, a three-stage scheme of the method and the corresponding software are synthesized. The functional and information layer of the architecture of the tool, as well as its operation modes, are described. Basic testing of the tool is carried out and the results of its work are given. By the example of identification of files with machine code of various architectures, the efficiency of the proposed method and means is substantiated.

Keywords: information security, machine code, processor architecture, machine learning, frequency-byte model, code signature, processor identification method, software

References

1. Buynevich M.V., Vasilieva I.N., Vorobyov T.M., Gnidenko I.G., Egorova I.V. et al. *Information Security in Computer Systems*. St. Petersburg: Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" Publ.; 2017. 163 p. (in Russ.)
2. Buinevich M., Izrailov K., Vladko A. Metric of vulnerability at the base of the life cycle of software representations. *Proceedings of the 20th International Conference on Advanced Communication Technology, ICTACT, 11–14 February 2018, Chuncheon-si Gangwon-do, South Korea*. IEEE; 2018. p.1–8. DOI:10.23919/ICTACT.2018.8323940
3. Bezmalyy V. Antivirus scanners. *Windows IT Pro/RE*. 2014;4:52. (in Russ.)
4. Buinevich M., Izrailov K. Identification of Processor's Architecture of Executable Code Based on Machine Learning. Part 1. Frequency Byte Model. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(1):77–85. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-1-77-85
5. Spiridonov V. Problems, Heuristics, Insight and Other Strange Things. *Logos*. 2014;1(97):97–108. (in Russ.)
6. Buinevich M., Izrailov K. A Generalized Model of Static Analysis of Program Code Based on Machine Learning for the Vulnerability Search Problem. *Informatizatsiya i Svyaz'*. 2020;2:143–152 (in Russ.) DOI:10.34219/2078-8320-2020-11-2-143-152
7. *Debian*. Debian Image Files Version 10.3.0. Available from: <https://www.debian.org/distrib/netinst.ru.html> (in Russ.) [Accessed 26th June 2020]
8. Fedorov D.Yu. *Python High-Level Programming*. Moscow: Yurayt Publ.; 2019. 161 p. (in Russ.)
9. Pizhevsky M.K. Machine Learning Tools. *Modern Science*. 2020;1–1:435–438. (in Russ.)
10. Branitskiy A., Saenko I. The Technique of Multi-Aspect Evaluation and Categorization of Malicious Information Objects on the Internet. *Proc. of Telecom. Universities*. 2019;5(3):58–65. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-3-58-65
11. 7-Zip. File Archiver 7-Zip. Available from: <https://www.7-zip.org/> [Accessed 26th June 2020]
12. Sheluhin O.I., Simonyan A.G., Vanyushina A.V. Influence of training sample structure on traffic application efficiency classification using machine-learning methods. *T-Comm*. 2017;11(2):25–31. (in Russ.)
13. Trofimenkov A.K., Trofimenkov S.A., Pimonov R.V. Algorithmization of File Processing for their Identification in Case of Violation of Data Integrity. *Sistemy upravleniya i informatsionnyye tekhnologii*. 2020;2(80):82–85. (in Russ.)
14. Antonov A., Fedulov A. File type identification based on structural analyses. *Journal of Applied Informatics*. 2013;2(44):068–077. (in Russ.)
15. Kaspersky K. How to Save Data if the Hard Drive Fails. *Sistemnyy administrator*. 2005;9(34):80–87.
16. Shterenberg S.I., Andrianov V.I. Options for Modifying the Structure of PE Executable Files. *Perspektivy razvitiya informatsionnykh tekhnologiy*. 2013;16:134–143. (in Russ.)

Сведения об авторах:

БУЙНЕВИЧ
Михаил Викторович

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры безопасности информационных систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, профессор кафедры прикладной математики и информационных технологий Санкт-Петербургского университета государственной противопожарной службы МЧС России, bm1958@yandex.ru
 <https://orcid.org/0000-0001-8146-0022>

ИЗРАИЛОВ
Константин Евгеньевич

кандидат технических наук, доцент кафедры защищенных систем связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, старший научный сотрудник Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации Российской академии наук, konstantin.izrailov@mail.ru
 <https://orcid.org/0000-0002-9412-5693>

Модель синтеза распределенных атакующих элементов в компьютерной сети

М.Ю. Петров¹, Р.Р. Фаткиева^{1*}

¹Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации Российской академии наук, Санкт-Петербург, 199198, Российская Федерация

*Адрес для переписки: rikki2@yandex.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 28.04.2020

Принята к публикации 25.06.2020

Ссылка для цитирования: Петров М.Ю., Фаткиева Р.Р. Модель синтеза распределенных атакующих элементов в компьютерной сети // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 2. С. 113–120. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-113-120

Аннотация: Приведен подход к прогнозированию развития атак на сетевые ресурсы с использованием распределенных атакующих средств. Представлены отличительные особенности сценариев атак. Описана модель функционирования сети с распределенными атакующими элементами. Показано, что моделирование динамики с применением энтропийного подхода к оценке устойчивости не дает возможности идентифицировать наличие атаки. Предложен способ обнаружения координационного центра, осуществляющего атаку.

Ключевые слова: распределенные атаки, ботнет сети, марковские процессы, системы обнаружения вторжений, моделирование атак.

Введение

От эффективности функционирования современных компьютерных сетей во многом зависит успешность деятельности практически во всех сферах общества. С каждым годом происходит увеличение пространственно-временной конфигурации сценариев атак, особенностями которых являются наличие мощности атаки, позволяющей осуществить либо массированный удар на атакуемый ресурс (например, Ddos-атака), либо осуществить скрытое воздействие для проникновения в заданный объект. При этом процесс автоматизации сценариев атаки позволяет осуществить перебор уязвимых мест для нахождения точек входа в атакуемую систему с возможностью ее изменения при «залатывании бреши» средствами защиты информации. Другой специфической особенностью является децентрализация систем управления атаками, как ответный механизм на возможность выявления источника атаки. Примером является дополнение Интернета реализацией второго поколения так называемой луковой маршрутизации. Это приводит к сбалансированности механизмов атаки и распределению атакующих элементов в ходе ее выполнения. Автоматизация выполнения атаки позволяет осуществить интеграцию сценариев атаки из заданного заранее множества. Это дает временные преимущества

при реализации быстрой реконфигурации и адаптации механизмов атаки при выявлении ее системами защиты информации. В этих условиях средства защиты не успевают осуществлять выявление атак при динамическом изменении этапов атаки.

Ущерб от нарушения функционирования вычислительных сетей в результате таких деструктивных воздействий со стороны распределенных атак может исчисляться в миллионах и миллиардах рублей. Проблема обостряется и тем, что в динамически изменяющихся условиях сетевой активности сценарии взаимодействия могут молниеносно переходить в противоборство. Это требует введения систем мониторинга за состоянием компьютерных сетей и прогнозирования их поведения. Однако трудность мониторинга и анализа внутреннего состояния обусловлена огромным многообразием вероятностных состояний. В этих условиях возникает противоречие как в выборе набора показателей для прогнозирования, так и в моделях функционирования компьютерных сетей. Особенно остро этот вопрос стоит при формировании показателей, отражающих взаимодействие систем, с использованием компьютерных сетей, при интеграции ресурсов для достижения поставленных целей. Существующие на рынке системы мониторинга и управления не позволяют учитывать динамику изменений страте-

гий при сетевом взаимодействии, что может привести к снижению устойчивости при отсутствии их согласованности. Таким образом, можно сделать вывод о том, что проблема выявления распределенных атакующих элементов весьма актуальна.

В настоящее время для математического и программного обеспечения мониторинга, защиты и восстановления вычислительных сетей от деструктивных воздействий преимущественно используются модели этих сетей и протекающих в них процессов, а также модели самих процессов мониторинга, защиты и самовосстановления, разработанные без учета структурной динамики сети.

В работе [1] рассмотрена классификация ботнет-сети. В зависимости от топологии распределения атакующих элементов определены признаки, позволяющие идентифицировать DDos-атаку. Спроектированная нейронная сеть идентифицирует аномальное поведение на базе рассмотренных признаков и позволяет обнаружить автономное распределенное вредоносное программное обеспечение, синхронизируемое с помощью команд злоумышленника, передаваемых по сетям общего пользования. В работах [2–4] анализируется структура ботнет-сетей и оценка загрузки каналов передачи информации для расчета предельной пропускной способности. В [5–7] представлены методы обнаружения ботнетов на основе многоагентного подхода, позволяющие обнаруживать распределенные сетевые атаки независимо от протокола передачи данных и организационной структуры, используя кластерный анализ сетевого трафика. В работе [8] сформирована модель оценки рисков сетевой безопасности на основе мультиагентного подхода построения графов атак. В исследованиях [9–14] проведено математическое моделирование распределенных атак на основе марковских процессов. В работе [12] представлены методы, позволяющие определять вероятностные и временные характеристики, описывающие состояния процесса функционирования сети при различных стратегиях установления и поддержания параметров соединений взаимодействующими сторонами, что позволяет оценивать состояние взаимодействия сторон. В [13] представлен метод, основанный на доверии к трафику, с оценкой валидности всех узлов и трафика циркулирующего в сети.

Однако в перечисленных работах не рассматриваются вопросы оценки влияния успешности атаки при использовании распределенных атакующих средств, оценки устойчивости проведения процесса атаки при их использовании, а также вопросы оптимизации средств защиты на устройствах сети при борьбе с распределенными атакующими элементами. В описанных условиях быстрой мутации и разнообразия сетевых атак, необходимости их своевременного обнаружения и предотвращения возникает потребность введения новых механизмов адаптации существующих

средств защиты информации в динамически изменяющихся условиях распределенных атак.

Постановка задачи

Рассмотрим постановку задачи на примере многоагентной сети с распределенными атакующими элементами, осуществляющей сетевую атаку. В обобщенном виде процесс доступа к вычислительному ресурсу, представлен в виде графа состояний [14].

В этом случае модель функционирования сети можно представить в виде:

$$F = (H, S, Q, M, Z), \quad (1)$$

где H – множество устройств в сети; S – структурная топология сети; Q – множество состояний при функционировании сети; M – модель нарушителя; Z – множество средств защиты.

Тогда с учетом (1) модель нарушителя, представленная атакующими элементами, осуществляющими сетевую атаку может быть сформирована в виде:

$$H_{\text{attack}} = (Alg, El, S, B, T), \quad (2)$$

где H_{attack} – модель с атакующими элементами; Alg – деструктивный алгоритм, выполняемый атакующим элементом; El – структурно-функциональные элементы, на которых осуществляется алгоритм выполнения, расположенные на S – структурной топологии сети; B – база знаний атакующего элемента; T – время выполнения алгоритма.

Так как одними из главных характеристик успешности атаки является минимизация времени ее выполнения и поиск оптимальной конфигурации распределенных атакующих элементов, расположенных на элементах структурной топологии сети, то для построения оптимальных механизмов защиты от подобных атак требуется разработать подход, позволяющий найти оптимальную конфигурацию распределенных атакующих элементов. Это позволит осуществить анализ наиболее уязвимых элементов сети и оптимизировать построение системы защиты с учетом распределенных атакующих элементов и мер противодействия представленным атакам.

Модель функционирования сети с распределенными атакующими элементами

Рассмотрим модель функционирования сети (1). Для успешности передачи информации по сети необходимо рассмотреть вероятности воздействия распределенных атакующих элементов на функционирование сети. Воздействие атакующих элементов на элементы сети и потеря качества функционирования последними могут происходить в любые случайные моменты времени. Процесс перехода из состояния в состояние при воздействии распределенных атакующих элементов

на него может быть представлен в виде дискретного марковского процесса. В этом случае для малых интервалов времени Δt вероятности перехода имеют вид:

$$p_{ii}(t, t + \Delta t) = P\{Q(t + \Delta t) = Q(t + \Delta) = Q_i | Q(t) = Q_i\} = 1 - \lambda_{ii}(t) \cdot \Delta t + o(\Delta t),$$

$$p_{ij}(t, t + \Delta t) = P\{Q(t + \Delta t) = Q_j | Q(t) = Q_i\} = \lambda_{ij}(t) \cdot \Delta t + o(\Delta t), i \neq j,$$

где $\lambda_{ij}(t)$ – интенсивность перехода, характеризующая число переходов из состояния Q_i в состояние Q_j в единицу времени.

Так как вероятности перехода из одного состояния в другое неотрицательны, и для них должно выполняться условие нормировки, то:

$$\lambda_{ii}(t) = \sum_{i \neq j}^G \lambda_{ij}(t) \gg 0, \quad \lambda_{ij}(t) \leq 0. \quad (3)$$

Переходные вероятности p_{ij} для любого момента времени t удовлетворяют системе линейных дифференциальных уравнений:

$$\frac{d}{dt} p_{ij}(t_0, t) = \sum_{g=1}^G \lambda_{gj}(t) p_{ig}(t_0, t), (i, j = \overline{1, G}), \quad (4)$$

где интенсивности переходов определяются соотношениями (3). Решение системы уравнений (4) осуществляется при начальных условиях:

$$p_{ij}(t_0, t) = \delta_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{при } i = j \\ 0, & \text{при } i \neq j \end{cases}. \quad (5)$$

Если для дискретного марковского процесса заданы вероятности состояний $p_{ij}(t_0)$, $j = \overline{1, G}$, в начальный момент времени, то вероятности состояний в момент времени t равны:

$$p_j(t + \Delta t) = \sum_{i=1}^G p_i(t) p_{ij}(t, t + \Delta t). \quad (6)$$

По известным интенсивностям переходов (3) вероятности состояний определяются согласно системе дифференциальных уравнений (4). Так как, для однородного дискретного марковского процесса интенсивности перехода не зависят от времени, то условные вероятности перехода в случае однородного дискретного марковского процесса зависят только от разности $\tau = t - t_0$, т.е. $p_{ij}(t_0, t) = p_{ij}(\tau)$. Поэтому система уравнений превращается в систему обыкновенных дифференциальных уравнений:

$$\frac{d}{dt} p_{ij}(\tau) = \sum_{g=1}^G \lambda_{gj}(t) p_{ig}(t), (g, i, j = \overline{1, G}) \quad (7)$$

Решение системы дифференциальных уравнений (7) относительно полученных интенсивностей перехода и начальных состояний (3, 5) для различных наборов значений позволяет осуществить построение множества вариантов расположения распределенных атакующих элементов

на сети и множество временных интервалов выполнения целевой функции для каждого варианта. Это, в свою очередь, позволяет определить наилучший вариант построения структуры атакующих элементов, дает возможность осуществить синтез распределенных агентов на сетевых элементах.

Минимизация последствий выявления атаки возможна через математическое ожидание выявления агента защищаемыми элементами сети:

$$M_0 = \sum_{i=0}^N \gamma_i P_i(j),$$

где $P_j(j)$ – вероятность выявления системами безопасности на каждом элементе, при j -ом методе защиты; $i = \overline{1, N}$ – количество представленных в системе элементов; γ_i – значение ущерба от нарушения на i -ом элементе.

Данный подход позволяет синтезировать не просто результативные, а оптимальные для сложившихся ситуаций модели распределенных атакующих элементов. Оперативное перестроение адекватных текущим ситуациям моделей за счет изменения расположения структурно-функциональных элементов и времени выполнения деструктивного алгоритма позволяет обеспечить гибкость и увеличить сложность решения задач прогнозирования поведения этих сетей и усложнить задачу обнаружения, с учетом расположения средств защиты информации. С другой стороны, применение подобного подхода позволяет лучше рассмотреть возможное поведение деструктивных алгоритмов на заданной структурной топологии сети, с учетом времени выполнения атаки и сформировать необходимый для противодействия комплекс целесообразных мероприятий защиты, а также повысить эффективность этих мероприятий на уже имеющемся наборе.

Разработка оптимальной конфигурации многоагентной распределенной сети

Рассмотрим моделирование на примере атаки-исследования сети. Процесс атаки представлен в виде граф-схемы (рисунок 1), характеризуется наличием множества агентов, внедренных на конечных устройствах сети.

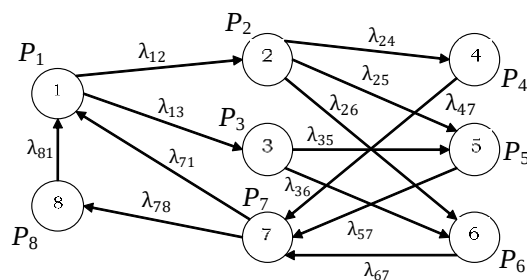


Рис. 1. Граф состояний процесса сетевой атаки, реализуемой деструктивными ботами

Fig. 1. The State Graph of a Network Attack Process Implemented by Destructive Bots

Представленная технология атаки позволяет осуществлять скрытый поиск подключенных в сеть хостов, с возможностью поиска открытых портов, что дает преимущества при обнаружении единичного агента, поскольку в целом распределенный атакующий комплекс продолжит достижение целевой функции. На граф-схеме обозначены следующие состояния: 1 – выбор объекта и портов для атаки; 2 – отправка корректных запросов; 3 – отправка некорректных запросов; 4 – принятие корректных данных; 5 – принятие отказа в данных; 6 – отсутствие ответа; 7 – анализ результатов; 8 – коррекция проведения атаки.

Эту граф-схему можно описать системой дифференциальных уравнений, на основании которых осуществить оценку вероятностей перехода из состояния в состояние:

$$\begin{cases} \frac{dP_1}{dt} = \lambda_{71}P_7(t) + \lambda_{81}P_8(t) - \lambda_{12}P_1(t) - \lambda_{13}P_1(t) \\ \frac{dP_2}{dt} = \lambda_{12}P_1(t) - \lambda_{24}P_2(t) - \lambda_{25}P_2(t) - \lambda_{26}P_2(t) \\ \frac{dP_3}{dt} = \lambda_{13}P_1(t) - \lambda_{35}P_3(t) - \lambda_{36}P_3(t) \\ \frac{dP_4}{dt} = \lambda_{24}P_2(t) - \lambda_{47}P_4(t) \\ \frac{dP_5}{dt} = \lambda_{25}P_2(t) + \lambda_{35}P_3(t) - \lambda_{57}P_5(t) \\ \frac{dP_6}{dt} = \lambda_{26}P_2(t) + \lambda_{56}P_3(t) - \lambda_{67}P_6(t) \\ \frac{dP_7}{dt} = \lambda_{47}P_4(t) + \lambda_{57}P_5(t) + \lambda_{67}P_6(t) - \lambda_{71}P_7(t) - \lambda_{78}P_7(t) \\ \frac{dP_8}{dt} = \lambda_{78}P_7(t) - \lambda_{81}P_8(t) \end{cases} \quad (8)$$

Для нахождения оптимальной конфигурации многоагентной распределенной сети, позволяющей осуществить параллельность проведения атаки, было рассмотрено два варианта системы с различными начальными состояниями для распределенных агентов сети (рисунки 2, 3). В первом варианте распределенная атакующая система находится в частично спящем состоянии, когда всю работу выполняет лишь один агент. Второй вариант описывает поведение распределенной атакующей системы, находящейся в состоянии, когда функционирует множество агентов.

На рисунке 2 выбраны начальные состояния [1; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0] – начало атаки с первого состояния. Траектория развития атаки показала, что переходный процесс в целом завершен к 40-й секунде. На рисунке 3 выбраны начальные состояния [0,125; 0,125; 0,125; 0,125; 0,125; 0,125; 0,125; 0,125] – равномерное распределение начальных состояний. Траектория развития атаки показала, что переходный процесс в целом завершен к 40-й секунде. В обоих случаях наибольшую вероятность имеет 5-е состояние, наименьшую – 2-е и 4-е. Оценка переходного процесса, согласно графикам, позволяет предположить, что второй вариант более предпочтителен для реализации многоагентной распределенной сети, поскольку система приходит в устойчивое состояние раньше и соответственно вероятность обнаружения атаки ниже для второго случая. Оценка поведения кривых на рисунках 2, 3 показывает, что с момента завершения переходного процесса кривые имеют одинаковую динамику и вероятности практически сравниваются по значению.

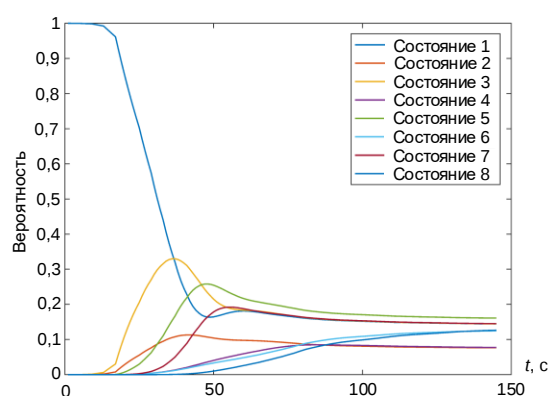


Рис. 2. Результат моделирования поведения системы с началом из первого состояния

Fig. 2. The Result of Modeling the Behavior of a System with a Start from the First State

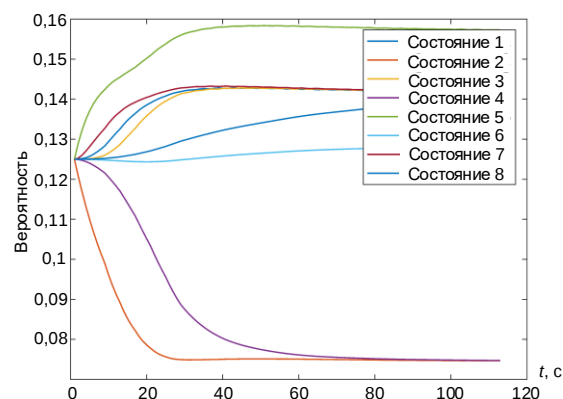


Рис. 3. Результат моделирования поведения системы с равномерным распределением начальных состояний

Fig. 3. The Result of Modeling the Behavior of the System with a Uniform Distribution of Initial States

Анализ вероятностей, полученных на разных временных промежутках показал, что в случае 1 имеются всплески вероятностей в состояниях 1, 2, 3, 5, 7. Для случая 2 глобальные всплески нехарактерны. Это позволяет оценить устойчивость процесса по изменению энтропии, вычисленной на основании полученных из (8) вероятностей по формуле $H = -\sum_{i=1}^n P_i \log_n P_i$. Анализ устойчивости, основанный на изменении энтропии, показал, что для случая 1 энтропия при переходном процессе нарастает, по окончании переходного процесса – слабо убывает. Для случая 2 – сразу слабо убывает.

Анализ вышеперечисленного позволяет сделать вывод, что случай 2 лучше подходит для формирования распределенных атакующих элементов на сети, и, вероятнее всего, будет использован злоумышленником. Рассмотрим поведение элементов при использовании средств защиты на атакуемой стороне. В 1-ом варианте – использование системы «антискан», блокирующей доступ к хосту при наличии попыток атакующей стороны сканировать порты и сервисы; во 2-ом варианте – системы молчаливого отказа, при котором некорректные запросы остаются без ответа. Смоделируем поведение системы с применением средств защиты, начальные состояния выберем с равномерным распределением (рисунки 4, 5).

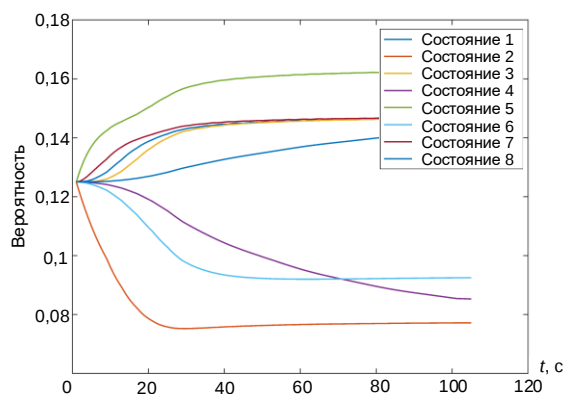


Рис. 4. Результат моделирования поведения системы с использованием системы блокирующей сканирование
Fig. 4. The Result of Modeling the Behavior of the System Using a System Blocking Scanning

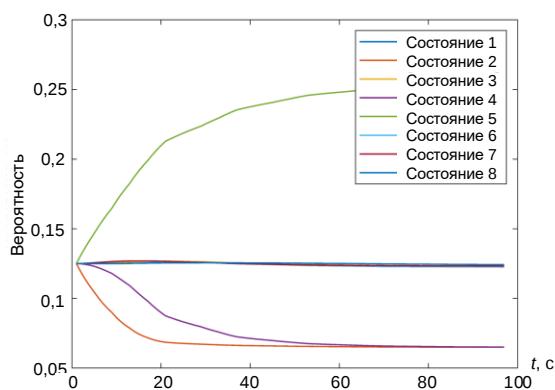


Рис. 5. Результат моделирования поведения системы с использованием «молчаливого отказа»
Fig. 5. The Result of Modeling the Behavior of the System Using "Silent Failure"

Поведение системы при применении средств блокирующей сканирование существенного влияния на динамику атаки не оказывает (рисунок 6). При использовании второго варианта защиты (рисунок 6) повышается вероятность нахождения процесса в состоянии 5 (принятие отказа в данных). В обоих случаях переходный процесс траектории развития атаки в целом завершается к 18-й секунде.

Моделирование динамики с применением энтропийного подхода к оценке устойчивости (см. рисунок 7) также не выявило показателей, по которым возможно было бы идентифицировать наличие атаки. Распределенные по сети агенты показывают достаточно устойчивое функционирование в период всей работы сети. При формировании атаки с первого состояния кривая поведения показывает динамику роста энтропии в самом начале атаки, однако затем процесс переходит в устойчивое состояние.

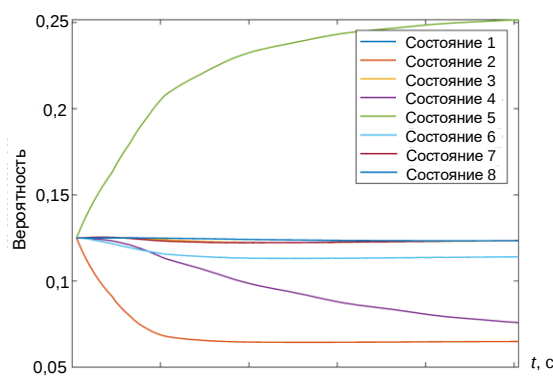


Рис. 6. Результат моделирования поведения системы при совместном применении средств защиты
Fig. 6. The Result of Modeling the Behavior of the System with the Combined Use of Protective Equipment

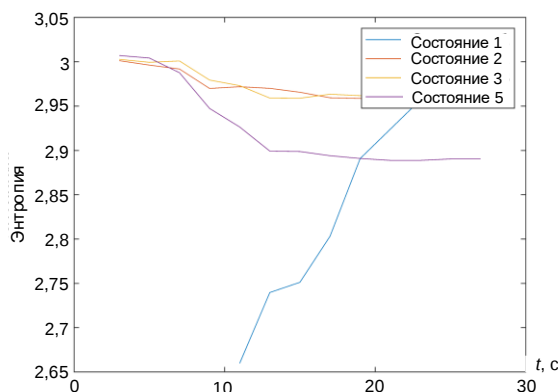


Рис. 7. Динамика изменения энтропии системы
Fig. 7. The Dynamics of Changes in the Entropy of the System

Анализ представленных результатов показал, что выявление распределенных атакующих элементов является достаточно сложной задачей. При этом в этих условиях первоочередной задачей является выявление координационного центра, осуществляющего атаку, поскольку его обнаружение позволит в значительной мере нейтрализовать деструктивные воздействия на сеть. Исходя из предположения,

что агент, проводящий координацию атаки, осуществляет прием и обработку информации о функционировании сети, рассмотрим его поведение в этих условиях. Работа элемента сети в штатном режиме функционирования «запрос-ответ» представлена на рисунке 8 верхней кривой (1), и позволяет сформировать пороговые показатели штатного режима.

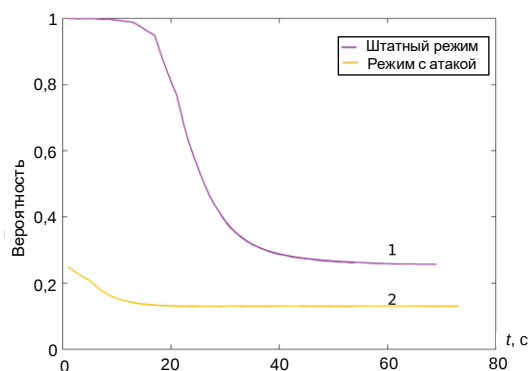


Рис. 8. Результат моделирования поведения агента

Fig. 8. The Result of Modeling Agent Behavior

Однако, как видно из поведения нижней кривой (2) в режиме атаки, кривая изменяет свое направление, и возникает разница отклонения от порогового значения, позволяющая сделать предположение о наличии атаки. Элемент, имеющий минимальное значение и будет являться координационным центром.

Дальнейший анализ функционирования сети целесообразно осуществлять в рамках поиска всего комплекса показателей, характеризующих ее работу [15, 16]. Это позволит не только осуще-

ствить поиск распределенных атакующих элементов сети, но сформировать комплекс мероприятий по защите как элементов, расположенных в сети, так и информации, циркулирующей в ней.

Заключение

Предлагаемая модель синтеза распределенных атакующих элементов, построенная с целью уменьшения объема вычислительных операций и увеличения времени реакции средств защиты, показала, что при правильной конфигурации системы управления атакой выявить их становится достаточно сложно. Выявление координационного центра возможно путем определения пороговых значений объема поступающей и отправляемой по сети информации. Дальнейшее направление работы целесообразно осуществлять в рамках развития динамических методов управления, позволяющих автоматизировать управление сетевой безопасностью [16, 17]. Это даст возможность не только оперативно учитывать изменения в законах функционирования сети, но и позволит обеспечить гибкость и снизить сложность решения задач прогнозирования сетевой безопасности и перейти к задачам построения моделей синтеза сетей как самовосстанавливающихся кибербезопасных объектов. Развитие этого направления в дальнейшей перспективе сформирует методы оперативного синтеза и реконфигурации сетей, адаптирующихся к текущим ситуациям. При данном подходе общая задача синтеза автоматически декомпозируется на ряд частных задач, каждая из которых имеет относительно низкий уровень сложности и свою область применения.

Список используемых источников

1. Мустафаев А.Г. Применение методов машинного обучения при анализе сетевого трафика // II Всероссийская научная конференция с международным участием (Тольятти, Россия, 22–24 апреля 2019). Информационные технологии в моделировании и управлении: подходы, методы, решения. Тольятти: Издатель Качалин Александр Васильевич, 2019. С. 198–205.
2. Минаев В.А., Королев И.Д., Петрова О.В., Овчаренко И.О. Моделирование системы защиты многоканальных автоматизированных комплексов от DDos-атак // Вестник Российского нового университета. Серия: Сложные системы: модели, анализ и управление. 2019. № 1. С. 3–10. DOI:10.25586/RNU.V9187.19.01.P.003
3. Савченко Е.В., Ниссенбаум О.В. Ботнет-атаки на устройства интернета вещей // Математическое и информационное моделирование: сборник научных трудов. Выпуск 16. Тюмень: Тюменский государственный университет, 2018. С. 347–356.
4. Яковлев Д.А., Синева И.С. Обнаружение сетевых аномалий на основе оценки интенсивности потоков в модели распада с целью защиты от распределенных атак // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. Т. 13. № 1. С. 41–44. DOI:10.24411/2072-8735-2018-10213
5. Ревняков Е.Н., Хмельникова О.А. Подбор приемлемого количества защищенных машин от DOS/DDOS атак при помощи теории игр // I Международная научно-практическая конференция. Наука XXI века: технологии, управление, безопасность (Курган, Россия, 26 сентября 2017). Курган: Курганский государственный университет, 2017. С. 373–379.
6. Косенко М.Ю. Интеллектуальный анализ данных в задаче обнаружения ботнетов // Вестник УрФО. Безопасность в информационной сфере. 2016. № 1(19). С. 22–29.
7. Тарасов Я.В. Методический подход к обнаружению DDos-атак малой мощности // Восьмая всероссийская научно-техническая конференция НУК «Информатика и системы управления» (Москва, Россия, 6–7 декабря 2017). Безопасные информационные технологии. М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2017. С. 479–482.
8. Sun F., Pi J., Lv J., Cao T. Network Security Risk Assessment System Based on Attack Graph and Markov Chain // Journal of Physics: Conference Series. 2017. Vol. 910(1). DOI:10.1088/1742-6596/910/1/012005
9. Корниенко А.А., Никитин А.Б., Диасамидзе С.В., Кузьменкова Е.Ю. Моделирование компьютерных атак на

распределенную информационную систему // Известия Петербургского университета путей сообщения. 2018. Т. 15. № 4. С. 613–628.

10. Vorobiev V., Fatkueva R., Evnevich E. Security Assessment of Robotic System with Inter-Machine Interaction // Proceedings of the International Russian Automation Conference (RusAutoCon, Sochi, Russia, 9–16 September 2018). IEEE, 2018. DOI:10.1109/RUSAUTOCON.2018.8501753

11. Потапов В.И. Противоборство технических систем в конфликтных ситуациях: модели и алгоритмы. Омск: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Омский государственный технический университет", 2015. 168 с.

12. Максимов Р.В., Орехов Д.Н., Соколовский С.П. Модель и алгоритм функционирования клиент-серверной информационной системы в условиях сетевой разведки // Системы управления, связи и безопасности. 2019. № 4. С. 50–99. DOI:10.24411/2410-9916-2019-10403

13. Govindasamy J., Punniakodi S. Optimised watchdog system for detection of DDOS and wormhole attacks in IEEE802.15.4-based wireless sensor networks // International Journal of Mobile Network Design and Innovation. 2018. Vol. 8. Iss. 1. PP. 36–44.

14. Фаткеева Р.Р., Рыжков С.Р. Оценка нарушения периметра информационной безопасности в облачной среде // Информационные технологии. 2018. Т. 24. № 12. С. 791–798. DOI:10.17587/it.24.791-798

15. Marnerides A.K., Pezaros D.P., Hutchison D. Internet traffic characterisation: Third-order statistics & higher-order spectra for precise traffic modeling // Computer Networks. 2018. Vol. 134. PP. 183–201. DOI:10.1016/j.comnet.2018.01.0500

16. Queiroz W., Capretz M.A.M., Dantas M. An approach for SDN traffic monitoring based on big data techniques // Journal of Network and Computer Applications. 2019. Vol. 131. PP. 28–39. DOI:10.1016/j.jnca.2019.01.016

17. Liu Y., Lu Y., Qiao W., Chen X. A Dynamic Composition Mechanism of Security Service Chaining Oriented to SDN/NFV-Enabled Networks // IEEE Access. 2018. Vol. 6. PP. 53918–53929. DOI:10.1109/ACCESS.2018.2870601

* * *

A Model of Synthesis of Distributed Attacking Elements in a Computer Network

M. Petrov¹, R. Fatkueva¹

¹St. Petersburg Institute for Informatics and Automation of the Russian Academy of Science,
St. Petersburg, 199198, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-113-120

Received 28th April 2020

Accepted 25th June 2020

For citation: Petrov M., Fatkueva R. A Model of Synthesis of Distributed Attacking Elements in a Computer Network. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(2):113–120. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-113-120

Abstract: *An approach to predicting the development of attacks on network resources using distributed attacking tools is presented. Distinctive features of attack scenarios are shown. A model of the functioning of a network with distributed attacking elements is described. It is shown that dynamics modeling using the entropy approach to stability assessment does not make it possible to identify the presence of an attack. A method for detecting a focal point carrying out an attack is proposed.*

Keywords: *recognition, space object, modeling, radar image, correlation function.*

References

1. Mustafaev A.G. The Application of Machine Learning Methods in the Analysis of Network Traffic. *Proceedings of the IInd Information Technologies in Modeling and Management: Approaches, Methods, Solutions, 22–24 April 2019, Tolyatti, Russia*. Tolyatti: Izdatel Kachalin Aleksandr Vasilyevich Publ.; 2019. p.198–205. (in Russ.)

2. Minaev V.A., Korolev I.D., Petrova O.V., Ovcharenko I.O. Protection System Modelling of Multi-Channel Automated Complexes from DDos Attacks. *Vestnik RosNOU, Complex systems: models, analysis, management series*. 2019;1:3–10. (in Russ.) DOI:10.25586/RNU.V9187.19.01.P.003

3. Savchenko E.V., Nissenbaum O.V. Botnet Attacks on IOT Devices. *Proceedings of the Mathematical and Information Modeling*. Tyumen, Russia. Tyumen: University of Tyumen Publ.; 2018. vol.16. p.347–356. (in Russ.)
4. Yakovlev D.A., Sineva I.S. Network anomaly detection based on flow intensity measuring in the decay model for DDoS protection. *T-Comm*. 2019;13(1):41–44. (in Russ.) DOI:10.24411/2072-8735-2018-10213
5. Revnacov E.N., Hmelnikova O.A. Selection of an Acceptable Number of Machines Protected from DOS/DDoS Attacks Using Game Theory. *Proceedings of the 1 international scientific and practical conference, 26 September 2017, Kurgan, Russia. Science of the XXI century: Technologies, Management, Security*. Kurgan: Kurgan State University Publ.; 2017. p.373–379. (in Russ.)
6. Kosenko M.Yu. Data mining in the problem of detecting botnets. *UrFR Newsletter. Information Security*. 2016;1(19):22–29. (in Russ.)
7. Tarasov Ya.V. Methodological approach to detecting low-power DDos. *Proceedings of the 8th All-Russian Scientific and Technical Conference: NUK "Informatics and Control Systems", 6–7 December 2017, Moscow, Russia. Secure Information Technologies*. Moscow: Bauman Moscow State Technical University Publ.; 2017. p.479–482. (in Russ.)
8. Sun F., Pi J., Lv J., Cao T. Network Security Risk Assessment System Based on Attack Graph and Markov Chain. *Journal of Physics: Conference Series*. 2017;910(1). DOI:10.1088/1742-6596/910/1/012005
9. Kornienko A.A., Nikitin A.B., Diasamidze S.V., Kuz'menkova E.Yu. Simulation of Computer Attacks on Distributed Software. *Proceedings of Petersburg Transport University*. 2018;15(4):613–628. (in Russ.)
10. Vorobiev V., Fatkueva R., Evnevich E. Security Assessment of Robotic System with Inter-Machine Interaction. *Proceedings of the International Russian Automation Conference, RusAutoCon, 9–16 September 2018, Sochi, Russia*. IEEE; 2018. DOI:10.1109/RUSAUTOCON.2018.8501753
11. Potapov V.I. *Confrontation of Technical Systems in Conflict Situations: Models and Algorithms*. Omsk: Omsk State Technical University Publ.; 2015. 168 p. (in Russ.)
12. Maximov R.V., Orekhov D.N., Sokolovsky S.P. Model and Algorithm of Client-Server Information System Functioning in Network Intelligence Conditions. *Systems of Control, Communication and Security*. 2019;4:50–99. (in Russ.) DOI:10.24411/2410-9916-2019-10403
13. Govindasamy J., Punniakodi S. Optimised watchdog system for detection of DDOS and wormhole attacks in IEEE802.15.4-based wireless sensor networks. *International Journal of Mobile Network Design and Innovation*. 2018;8(1):36–44.
14. Fatkueva R.R., Ryzhkov S.R. Assessment of Violations of Information Security Perimeter in the Cloud. *Information Technologies*. 2018;24(12):791–798. (in Russ.) DOI:10.17587/it.24.791-798
15. Marnerides A.K., Pezaros D.P., Hutchison D. Internet traffic characterisation: Third-order statistics & higher-order spectra for precise traffic modeling. *Computer Networks*. 2018;134:183–201. DOI:10.1016/j.comnet.2018.01.0500
16. Queiroz W., Capretz M.A.M., Dantas M. An approach for SDN traffic monitoring based on big data techniques. *Journal of Network and Computer Applications*. 2019;131:28–39. DOI:10.1016/j.jnca.2019.01.016
17. Liu Y., Lu Y., Qiao W., Chen X. A Dynamic Composition Mechanism of Security Service Chaining Oriented to SDN/NFV-Enabled Networks. *IEEE Access*. 2018;6:53918–53929. DOI:10.1109/ACCESS.2018.2870601

Сведения об авторах:

**ПЕТРОВ
Михаил Юрьевич**

ведущий программист лаборатории Информационно-вычислительных систем и технологии программирования Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации Российской академии наук, miha@ias.spb.su
 <https://orcid.org/0000-0002-2711-8469>

**ФАТКИЕВА
Роза Равильевна**

кандидат технических наук, доцент, старший научный сотрудник лаборатории Информационно-вычислительных систем и технологии программирования Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации Российской академии наук, rikki2@yandex.ru
 <https://orcid.org/0000-0003-4065-9611>

РОССИЙСКАЯ НЕДЕЛЯ
ВЫСОКИХ ТЕХНОЛОГИЙ



 Минкомсвязь
России

 МИНПРОМТОРГ
РОССИИ



Федеральное агентство связи
(РОССВЯЗЬ)



ТПП РФ



СВЯЗЬ

Информационные и коммуникационные
технологии

2–6 ноября 2020

ВНИМАНИЕ!
НОВЫЕ ДАТЫ!

**32-я международная
выставка**

Организатор:

 **ЭКСПОЦЕНТР**

При поддержке:

- Министерства цифрового развития, связи и массовых коммуникаций РФ
- Министерства промышленности и торговли РФ
- Федерального агентства связи (РОССВЯЗЬ)

Под патронатом ТПП РФ

Россия, Москва, ЦВК «ЭКСПОЦЕНТР»

www.sviaz-expo.ru

12+

Реклама



Выходные данные

Дизайн обложки – ООО «Комильфо»

План издания научной литературы 2020 г., п. 2

Дата выхода в свет	Усл.-печ. л.	Формат	Тираж	Заказ	Свободная цена
30.06.2020	14,75	60×84 _{1/8}	1000 экз.	№ 1088	

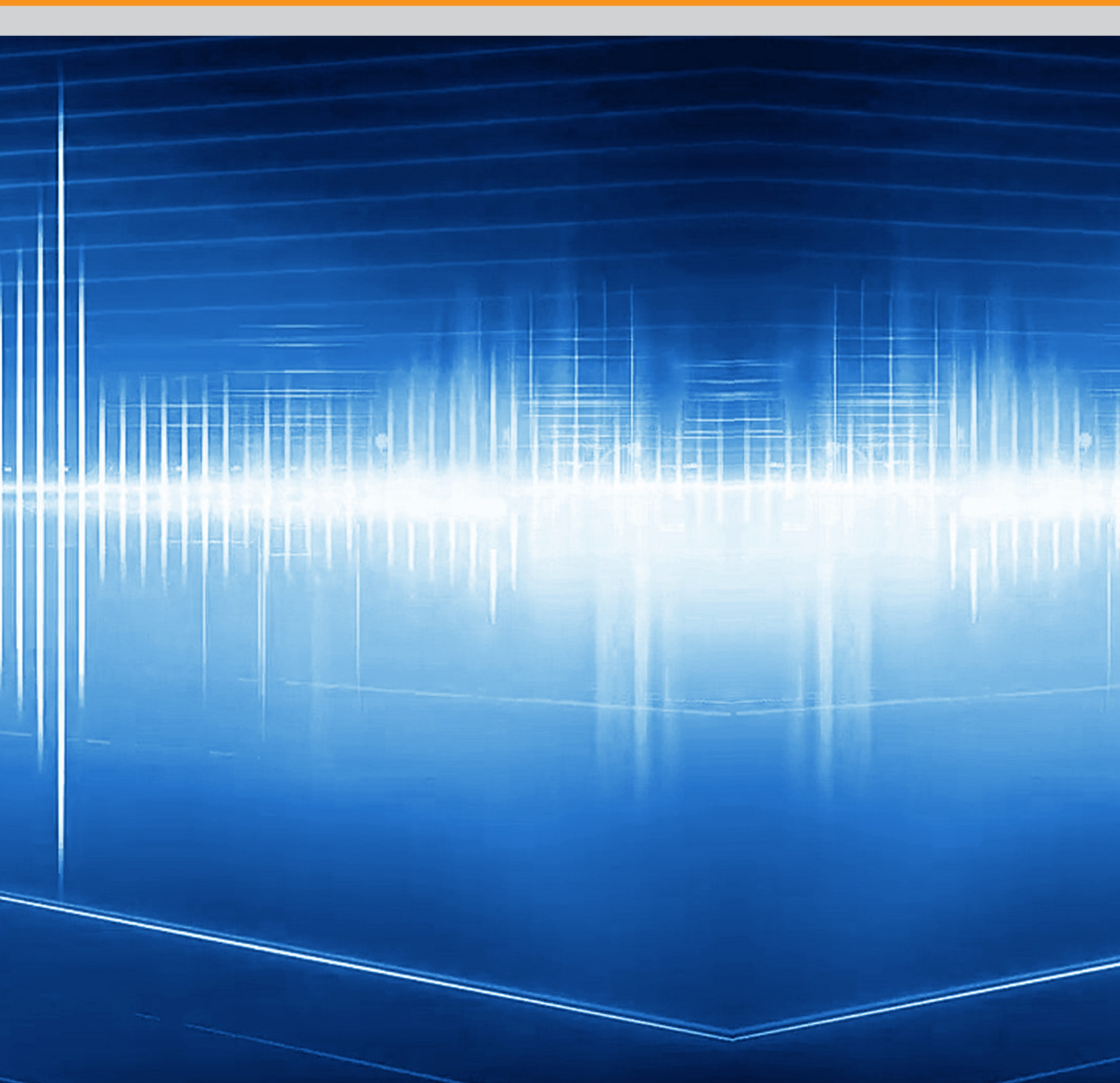
Ответственный редактор **Татарникова И.М.**
Выпускающий редактор **Яшугин Д.Н**

Отпечатано в СПбГУТ
193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков, 22/1

Учредитель и издатель:

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования "Санкт-Петербургский государственный университет
телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича"

E-mail: tuzs@spbgut.ru Web: tuzs.sut.ru VK: vk.com/spbtuzs



Подписной индекс по каталогу "Издания органов НТИ" Агентства "Роспечать" – 59983