

научный журнал ТРУДЫ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ СВЯЗИ

Темы номера:

Vol. 5. Iss. 2

2019

- Оценка точности позиционирования источника радиоизлучения
- Исследование межканальной интерференции в сетях IEEE 802.11
- Моделирование потерь в радиоканале миллиметрового диапазона

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 5

Nº 2

Санкт-Петербург

2019

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.

Редакционный совет

Розанов Н.Н.	д.фм.н., проф., члкорр. РАН, начальник отдела теоретических исследований
	Института лазерной физики «ГОИ им. С.И. Вавилова»
Кучерявый Е.	PhD, Технологический университет Тампере, Финляндия
Гошек И.	PhD, Технологический университет г. Брно, Чешская республика
Тиамийу О.А.	PhD, Университет Илорина, Нигерия
Козин И.Д.	д.фм.н., проф., профессор кафедры телекоммуникационных систем Алматинского
	университета энергетики и связи, Республика Казахстан
Самуйлов К.Е.	д.т.н., проф., заведующий кафедрой прикладной информатики и теории вероятностей
	РУДН
Степанов С.Н.	д.т.н., проф., заведующий кафедрой «Сети связи и системы коммутации» МТУСИ
Росляков А.В.	д.т.н., проф., заведующий кафедрой автоматической электросвязи ПГУТИ
Кучерявый А.Е.	д.т.н., проф., заведующий кафедрой сетей связи и передачи данных СПбГУТ
Канаев А.К.	д.т.н., проф., заведующий кафедрой «Электрическая связь» ПГУПС
Новиков С.Н.	д.т.н., проф., заведующий кафедрой безопасности и управления в телекоммуникациях
	СибГУТИ
Дворников С.В.	д.т.н., проф., профессор кафедры радиосвязи ВАС
Коржик В.И.	д.т.н., проф., профессор кафедры защищенных систем связи СПбГУТ
Ковалгин Ю.А.	д.т.н., проф., профессор кафедры радиосвязи и вещания СПбГУТ
Владыко А.Г.	к.т.н., директор НИИ «Технологии связи» СПбГУТ

Редакционная коллегия

Главный редактор **Бачевский С.В.**, д.т.н., проф. Зам. главного редактора **Буйневич М.В.**, д.т.н., проф. Ответственный редактор **Татарникова И.М.** Выпускающий редактор **Яшугин Д.Н**.

Регистрационная информация

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций: № 77-17986 от 07.04.2004

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	Адрес редакции: Тел.:	193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков, 22/1, к. 334/2 +7 (812) 326-31-63, м. т. 2022, +79643759970
	университет телекоммуникаций	E-mail:	tuzs@spbgut.ru
	им. проф. М.А. Бонч-Бруевича»	Web:	http://tuzs.sut.ru
	(СПбГУТ)	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.

Editorial Council

Rozanov N.N. DSc, prof., member-corr. RAS, Open Joint Stock Company «S.I. Vavilov State Optical Institute» Koucheryavy Y. PhD, Tampere University of Technology, Finland Hošek I. PhD, Brno University of Technology, Czech Republic Tiamiyu O.A. PhD, University of Ilorin, Nigeria Kozin I.D. DSc, prof., Almaty University of Power Engineering and Telecommunications, the Republic of Kazakhstan Samuilov K.E. DSc, prof., RUDN University Stepanov S.N. DSc, prof., Moscow Technical University of Communication and Informatics Roslyakov A.V. DSc, prof., Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics Koucheryavy A.E. DSc, prof., The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunication Kanaev A.K. DSc, prof., Emperor Alexander I-st Petersburg State Transport University Novikov S.N. DSc, prof., Siberian State University of Telecommunications and Information Sciences **Dvornikov S.V.** DSc, prof., Telecommunications Military Academy Korzhik V.I. DSc, prof., The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunication Kovalgin Yu.A. DSc, prof., The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunication Vladyko A.G. PhD, The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunication

Editorial Board

Editor-in-chief **Bachevsky S.V.**, DSc, prof. Deputy editor-in-chief **Buinevich M.V.**, DSc, prof. Executive editor **Tatarnikova I.M.** Managing editors **Yashugin D.N.**

Registration Information

Registered by Federal Service for Supervision of Communications, Information Technology and Mass Media on 07.04.2004: № 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-Bruevich Saint-Petersburg State University	Post address: Phone:	193232, Saint-Petersburg, Prospekt Bolshevikov, 22/1 +7 (812) 326-31-63, local 2022, +79643759970
	of Telecommunications» (SPbSUT)	E-mail:	<u>tuzs@spbgut.ru</u>
		Web:	http://tuzs.sut.ru
		BK:	http://vk.com/spbtuzs

СОДЕРЖАНИЕ		CONTENTS		
05.11.00 ПРИБОРОСТРОЕНИЕ, МЕТРОЛОГИЯ И ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ				
Былина М.С., Чаймарданов П.А. Новая методика измерения параметров оптических волокон, легированных ионами эрбия	6	<i>Bylina M., Chaimardanov P.</i> A novel measurement technique of the parameters of erbium-doped optical fibers		
<i>Дашков М.В., Яблочкин К.А.</i> Моделирование влияния акустических воздействий на поляризационные характеристики обратного рассеяния оптических волокон		Dashkov M., Yablochkin K. Simulation of polarization backscattering characteristics of optical fibers under acoustical action		
<i>Дукельский К.В.</i> Модовая дискриминация в микроструктурированных световодах с тригональной симметрией оболочки		<i>Dukelskii K.</i> Modal discrimination in microstructured fibers with a trigonal cladding symmetry		
05.12.00 PA	диотехн	ИКА И СВЯЗЬ		
<i>Агафонов С.Ю., Сиверс М.А.</i> Интеграция спутниковых радионавигационных систем и систем позиционирования внутри помещения	36	<i>Agafonov S., Sivers M.</i> Integration of satellite radio-navigation systems and indoor positioning systems		
Викулов А.С., Парамонов А.И. Исследование модели межканальной интерференции в сетях IEEE 802.11 для оценки пропускной способности	43	<i>Vikulov A., Paramonov A.</i> Adjacent channel interference model analysis for throughput estimation of the IEEE 802.11 networks		
Владимиров С.С., Когновицкий О.С. Обработка широкополосных последовательностей Гордона-Миллса-Велча с использованием двойственного базиса на основе двух регистров		<i>Vladimirov S., Kognovitsky O.</i> Dual basis based processing of wideband Gordon-Mills-Welch sequences based on two linear registers		
Воробьев О.В., Прасолов А.А. Оценка минимальной разрядности на выходе фильтров-дециматоров в ЦРПУ	59	<i>Vorobiev O., Prasolov A.</i> Evaluation of the minimal output bit width of the decimator filter in digital radio receivers		
<i>Ганбаев А.А., Филин В.А.</i> Упрощенная динамическая модель мощных полевых транзисторов для исследования ключевых режимов радиочастотных устройств		<i>Ganbayev A., Filin V.</i> Simplified dynamic model of high-power field-effect transistors for studying switch modes of radio frequency devices		
Динь Ч.З., Киричек Р.В., Кучерявый А.Е., Маколкина М.А. Экспериментальное исследование передачи мультимедиа контента для приложений дополненной реальности на базе беспроводной сенсорной сети		<i>Dinh T.D., Kirichek R., Koucheryavy A., Makolkina M.</i> Experimental investigation of the transmission of multimedia content for augmented reality applications on the basis of a wireless sensor network		
Лазарев В.О., Фокин Г.А. Оценка точности позиционирования источника радиоизлучения разностно-дальномерным и угломерным методами. Часть 1		<i>Lazarev V., Fokin G.</i> Positioning accuracy evaluation of radio emission sources using time difference of arrival and angle of arrival methods. Part 1		
05.13.00 ИНФОРМАТИКА, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И УПРАВЛЕНИЕ				
Алексеев В.Г., Коржик В.И. Обнаружение аудиостегосигнала с вложением информации при помощи модулируемой реверберации	102	<i>Alekseev V., Korzhik V.</i> Detecting of audio stegosystems with information embedding based on modulated reverberation		
Владыко А.Г., Лытаев М.С. Моделирование потерь в радиоканале миллиметрового диапазона методом параболического уравнения		<i>Vladyko A., Lytaev M.</i> Path loss modelling in millimeter wave radio channel by the parabolic equation method		
<i>Дворников С.В.</i> Совместные распределения с повышенной контрастностью сигнальных компонент в частотно-		<i>Dvornikov S.</i> Joint distributions with improved contrast of signal components in time-frequency space		

временном пространстве (продолжение обзора)		(continued review)
<i>Макаренко С.И., Понаморев А.В.</i> Исследование влияния своевременности передачи команд в сети воздушной радиосвязи на качество наведения летательного аппарата на цель	126	<i>Makarenko S., Ponamorev A.</i> Study of the impact of timeliness of command transmission in an air radio communication network on the guidance quality of an aircraft at a target

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ 132

AUTHORS INDEX

ПРИБОРОСТРОЕНИЕ, МЕТРОЛОГИЯ И ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

05.11.07 – Оптические и оптико–электронные приборы и комплексы

05.11.18 – Приборы и методы преобразования изображений и звука

НОВАЯ МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКОН, ЛЕГИРОВАННЫХ ИОНАМИ ЭРБИЯ

М.С. Былина¹, П.А. Чаймарданов^{1*}

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация *Адрес для переписки: pchai@yandex.ru

Информация о статье

УДК 621.396, 621.375.8 Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Былина М.С., Чаймарданов П.А. Новая методика измерения параметров оптических волокон, легированных ионами эрбия // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 2. С. 6–19. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-2-6-19

Аннотация: В статье выявлены основные недостатки существующих методик измерения параметров активных оптических волокон (AOB) для модели, используемой для DWDM-систем. Показано, что результат моделирования мощности сигнала вдоль AOB может существенно зависеть от точности определения коэффициентов поглощения и усиления AOB. Представлен разработанный комплекс новых методик для определения параметров AOB, произведена его экспериментальная проверка, выявлены его ограничения и области применения.

Ключевые слова: оптический усилитель, Erbium Doped Fiber Amplifier, Dense Wavelength Division Multiplexing, волоконно-оптическая система передачи, методика измерения, оптическая накачка.

Введение

В волоконно-оптических системах передачи (ВОСП) с плотным спектральным уплотнением (DWDM, om англ. Dense Wavelength Division Multiplexing) широко применяются оптические усилители на основе активных оптических волокон (AOB), легированных ионами эрбия (EDFA, om англ. Erbium Doped Fiber Amplifier), способные усиливать многоканальный оптический сигнал, расположенный в диапазоне 1525–1575 нм. Важнейшим этапом проектирования ВОСП является имитационное моделирование, позволяющее проанализировать различные варианты построения ВОСП с целью оптимизации ее технико-экономических характеристик. Построение модели ВОСП предполагает предварительное моделирование всех ее компонентов.

АОВ в оптических усилителях EDFA представляет собой один из наиболее сложных для моделирования компонентов ВОСП. Моделью АОВ в оптическом усилителе EDFA является система, составленная из обыкновенных дифференциальных уравнений (ОДУ), описывающих распределение мощностей сигналов, накачек и шумов усиленного спонтанного излучения (ASE, *от англ.* Amplified Spontaneous Emission) вдоль АОВ [1–4]. Параметрами мо-

дели являются такие характеристики АОВ как коэффициенты поглощения и усиления в диапазоне 1450–1650 нм $a_{12}(\lambda)$ и $g_{21}^*(\lambda)$, соответственно, коэффициент поглощения в диапазоне длин волн 930–1030 нм $a_{13}(\lambda)$, коэффициент фоновых потерь $a_{bgl}(\lambda)$, параметр насыщения ε , которые определяются экспериментально. От точности определения данных параметров зависит качество предварительного имитационного моделирования, и, как следствие, правильный выбор оптимальной конфигурации оптического усилителя EDFA и будущей ВОСП в целом. Таким образом, разработка комплекса высокоточных методик измерения параметров AOB, используемых в оптических усилителях EDFA для DWDM-систем, является актуальной задачей.

Обобщенная структурная схема однокаскадного оптического усилителя EDFA представлена на рисунке 1. Основными компонентами оптического усилителя EDFA являются источники попутной и встречной накачки, AOB, мультиплексоры спектрального уплотнения (WDM, *om англ.* Wavelength Division Multiplexer), оптические изоляторы и оптический фильтр. На вход оптического усилителя поступают усиливаемые сигналы. Источники попутной и встречной накачки создают излучения накачек, распространяющихся в попутном и/или встречном направлении по отношению к сигналам. Объединение сигналов и накачек на входе AOB и их разделение на его выходе осуществляется мультиплексорами WDM. Оптический изолятор на входе оптического усилителя EDFA предотвращает попадание шумов из оптического усилителя в предыдущие усилительные участки в схеме BOCП. Оптический изолятор на выходе оптического усилителя EDFA предотвращает попадание в усилитель шумов из последующих усилительных участков в схеме ВОСП. Оптический фильтр необходим для сглаживания неравномерности коэффициента усиления в полосе усиления. Усиление сигнала и генерация шумов ASE происходит в AOB в результате нелинейного взаимодействия сигнала и накачек.



Процессы усиления и генерации излучения в модели AOB описываются при помощи системы, представленной на рисунке 2.



Рис. 2. Диаграмма разрешенных энергетических уровней в АОВ и возможные переходы иона эрбия между ними

В составе АОВ присутствует определенное количество активных рабочих частиц – ионов эрбия, принимающих участие в процессах генерации и усиления излучения. Энергия каждого иона эрбия может принимать конечное число дискретных значений, называемых разрешенными энергетическими уровнями. Уровень с минимальной энергией называется основным, а остальные – возбужденными. Изменение энергии иона эрбия (в связи с его переходом с одного разрешенного уровня на другой) может происходить как с испусканием и поглощением квантов излучения, так и вследствие безызлучательных процессов. Усиление сигнала, поглощение сигнала и накачки и генерация шума ASE в AOB происходит за счет переходов ионов эрбия между этими уровнями, сопровождающихся поглощением или испусканием квантов света. Для описания процессов усиления сигналов в DWDM-системах используют только первые два-три нижних уровня представленной квантовой системы [1–4].

Сплошными линиями на рисунке показаны переходы, сопровождаемые испусканием или поглощением квантов излучения, волнистыми линиями показаны безызлучательные переходы.

Рассматриваемая в данной работе модель распространения, усиления и генерации излучения в АОВ полагается стационарной (не зависящей от времени), а также полагается, что среднее время жизни τ иона на уровне 2 (${}^{4}I_{13/2}$) существенно больше, чем среднее время жизни τ_{32} иона на уровне 3 (${}^{4}I_{11/2}$).

Модель АОВ, с учетом данных предположений, полученная путем обобщения моделей, представленных в [1–3], была представлена в [4] и имеет вид:

$$W_{12}(z) = \sum \frac{P_{s}(\lambda_{s}, z) \cdot a_{12}(\lambda_{s})}{h\nu_{s}\tau\varepsilon} + \sum \frac{\left(P_{ASE}^{-}(\lambda_{ASE}, z) + P_{ASE}^{+}(\lambda_{ASE}, z)\right) \cdot a_{12}(\lambda_{ASE})}{h\nu_{ASE}\tau\varepsilon};$$

$$W_{21}(z) = \sum \frac{P_{s}(\lambda_{s}, z) \cdot g_{21}^{*}(\lambda_{s})}{h\nu_{s}\tau\varepsilon} + \sum \frac{\left(P_{ASE}^{-}(\lambda_{ASE}, z) + P_{ASE}^{+}(\lambda_{ASE}, z)\right) \cdot g_{21}^{*}(\lambda_{ASE})}{h\nu_{ASE}\tau\varepsilon};$$

$$R_{12}(z) = \sum \frac{\left(P_{p1480}^{+}(\lambda_{p1480}, z) + P_{p1480}^{-}(\lambda_{p1480}, z)\right) \cdot a_{12}(\lambda_{p1480})}{h\nu_{p1480}\tau\varepsilon};$$
(1)

$$R_{21}(z) = \sum \frac{\left(P_{p1480}^{+}(\lambda_{p1480}, z) + P_{p1480}^{-}(\lambda_{p1480}, z)\right) \cdot g_{21}^{*}(\lambda_{p1480})}{h\nu_{p1480}\tau\varepsilon};$$

$$R_{13}(z) = \sum \frac{\left(P_{p980}^{+}(\lambda_{p980}, z) + P_{p980}^{-}(\lambda_{p980}, z)\right) \cdot a_{13}(\lambda_{p980})}{h\nu_{p980}\tau\varepsilon};$$

$$N_{2R}(z) = \frac{W_{12}(z) + R_{12}(z) + R_{13}(z)}{W_{12}(z) + R_{12}(z) + W_{21}(z) + R_{21}(z) + R_{13}(z) + \frac{1}{\tau}};$$

$$N_{1R}(z) = 1 - N_{2R}(z); \quad \varepsilon = \frac{\pi b_{eff}^2 N}{\tau};$$

$$\frac{dP_{p1480}^{\pm}(\lambda_{p1480},z)}{dz} = \pm P_{p1480}^{\pm}(\lambda_{p1480},z) [g_{21}^{*}(\lambda_{p1480})N_{2R}(z) - a_{12}(\lambda_{p1480})N_{1R}(z)] \mp \\ \mp a_{bgl}(\lambda_{p1480})P_{p1480}^{\pm}(\lambda_{p1480},z);$$

$$\begin{aligned} \frac{dP_{p980}^{\pm}(\lambda_{p980},z)}{dz} &= \mp a_{13}(\lambda_{p980})N_{1R}(z)P_{p980}^{\pm}(\lambda_{p980},z) \mp a_{bgl}(\lambda_{p980})P_{p980}^{\pm}(\lambda_{p980},z);\\ \frac{dP_{s}(\lambda_{s},z)}{dz} &= P_{s}(\lambda_{s},z)[g_{21}^{*}(\lambda_{s})N_{2R}(z) - a_{12}(\lambda_{s})N_{1R}(z)] - a_{bgl}(\lambda_{s})P_{s}(\lambda,z);\\ \frac{dP_{ASE}^{\pm}(\lambda_{ASE},z)}{dz} &= \pm P_{ASE}^{\pm}(\lambda_{ASE},z)[g_{21}^{*}(\lambda_{ASE})N_{2R}(z) - a_{12}(\lambda_{ASE})N_{1R}(z)] \pm \\ &\pm 2g_{21}^{*}(\lambda_{ASE})N_{2R}(z)hv_{ASE}\Delta v \mp a_{bgl}(\lambda_{ASE})P_{ASE}^{\pm}(\lambda_{ASE},z), \end{aligned}$$

где суммирование производится по количеству имеющихся сигналов, накачек и шумовых каналов ASE.

Отметим, что спектр шумов ASE непрерывен и существует во всей полосе усиления AOB, поэтому в модели предусмотрена дискретизация спектра шумов ASE на несколько шумовых каналов с небольшой (по сравнению с шириной полосы усиления AOB) полосой Δv .

В (1) использованы следующие обозначения:

 λ – длина волны излучения;

v – частота излучения;

z – координата вдоль АОВ;

 $R_{ij}(z)$ и $W_{ij}(z)$ – вероятности вынужденных переходов ионов эрбия с уровня *i* на уровень *j*, вызванные поглощением фотонов накачки, сигналов и шумов ASE;

N – концентрация ионов эрбия;

 $N_{1R}(z)$ и $N_{2R}(z)$ – относительные концентрации ионов эрбия на уровне 1 и 2 соответственно (по отношению к общей концентрации ионов эрбия);

b_{eff} – эффективный радиус распределения ионов эрбия;

е – параметр насыщения;

 v_s , v_{ASE} , v_{p1480} , v_{p980} и λ_s , λ_{ASE} , λ_{p1480} , λ_{p980} – центральные частоты и длины волн сигнала в совокупности сигналов, шумов АSE, накачек вблизи длин волн 1480 и 980 нм;

 $a_{12}(\lambda)$ и $g_{21}^*(\lambda)$ – коэффициенты поглощения и усиления в полосе 1450–1650 нм, зависящие от температуры АОВ;

*a*₁₃(λ) – коэффициент поглощения в полосе 930– 1030 нм, зависящий от температуры AOB;

a_{bgl}(λ) – коэффициент, учитывающий дополнительные (фоновые) потери излучения, не вызванные поглощением ионами эрбия; $P_s(\lambda_s, z)$ – средняя мощность сигнала в совокупности сигналов;

 $P_{p1480}^{\pm}(\lambda_{p1480}, z), P_{p980}^{\pm}(\lambda_{p980}, z), P_{ASE}^{\pm}(\lambda_{ASE}, z)$ – средние мощности накачек, спектр которых сосредоточен вблизи длин волн 1480 и 980 нм, и шумов ASE в попутном (+) и встречном (-) направлениях.

Поскольку параметры АОВ зависят от температуры *T* [5], при моделировании необходимо учесть данную зависимость при помощи формул [6]:

$$a_{12}(\lambda, T) = a_{12}(\lambda, \infty) \cdot e^{\frac{\beta_{12}(\lambda)}{K \cdot T}};$$

$$a_{13}(\lambda, T) = a_{13}(\lambda, \infty) \cdot e^{\frac{\beta_{13}(\lambda)}{K \cdot T}};$$

$$g_{21}^{*}(\lambda, T) = g_{21}^{*}(\lambda, \infty) \cdot e^{\frac{\beta_{21}(\lambda)}{K \cdot T}},$$

(2)

где *К* – постоянная Больцмана; $a_{12}(\lambda, \infty)$ и $\beta_{12}(\lambda)$, $a_{13}(\lambda, \infty)$ и $\beta_{13}(\lambda)$, $g_{21}^*(\lambda, \infty)$ и $\beta_{21}(\lambda)$ – коэффициенты, которые можно определить по известным зависимостям соответствующих коэффициентов поглощения и усиления от длины волны при двух разных температурах.

Исходные данные, необходимые для проведения расчетов по представленной модели, делятся на две группы.

Первая группа исходных данных определяется проектировщиком и включает:

1) средние мощности сигналов $P_s(\lambda_s, z)$, накачек с длинами волн вблизи 980 нм $P_{p980}^{\pm}(\lambda_{p980}, z)$, накачек с длинами волн вблизи 1480 нм $P_{p1480}^{\pm}(\lambda_{p1480}, z)$ и шумов ASE $P_{ASE}^{\pm}(\lambda_{ASE}, z)$ в попутном (+) и встречном (-) направлениях;

2) частоты (длины волн) излучений сигналов $v_s(\lambda_s)$, накачек $v_{p980}(\lambda_{p980})$, спектр которых сосредоточен вблизи длины волны 980 нм, накачек

 $v_{p1480}(\lambda_{p1480})$, спектр которых сосредоточен вблизи длины волны 1480 нм, и шумов ASE $v_{ASE}(\lambda_{ASE})$;

3) ширина полосы шумового канала ASE Δ*v*;

4) длина *L* и температура *T* АОВ.

Вторая группа исходных данных включает параметры АОВ, которые определяются путем измерений. К этим исходным данным относятся:

1) коэффициенты поглощения $a_{12}(\lambda)$ и усиления $g_{21}^*(\lambda)$ для диапазона длин волн 1450–1650 нм, соответствующие переходам между энергетическими уровнями 1 (${}^4I_{15/2}$) и 2 (${}^4I_{13/2}$);

2) коэффициент поглощения $a_{13}(\lambda)$ для диапазона длин волн 930–1030 нм, соответствующий переходу между энергетическими уровнями 1 (${}^{4}I_{15/2}$) и 3 (${}^{4}I_{11/2}$);

3) коэффициент фоновых потерь $a_{bgl}(\lambda)$;

4) параметр насыщения ε.

Измерению параметров из второй группы исходных данных посвящены различные методики [2, 7–13]. Отметим общие недостатки этих методик. Данные методики не предназначены для одновременного измерения всех необходимых параметров АОВ для модели (1-2). В методике [13] предлагается непосредственное измерение только коэффициента поглощения (коэффициент усиления рассчитывается по измеренному коэффициенту поглощения с использованием соотношения МакКамбера, которое в отдельных случаях может давать как завышенные, так и заниженные результаты [14–15]). В упомянутых методиках отсутствует анализ влияния точности определения параметров АОВ на результаты моделирования, т. е. не рассматриваются способы увеличения данной точности при обработке результатов.

Анализ влияния точности измерения параметров АОВ на результаты моделирования

Произведем анализ влияния точности определения коэффициентов поглощения и усиления AOB в диапазоне 1500–1600 нм на результаты моделирования для двух крайних случаев: наличия излучения накачки, спектр которой сосредоточен вблизи длины волны 980 или 1480 нм, с мощностью, достаточной для достижения максимальной концентрации ионов эрбия на энергетическом уровне 2, и отсутствия излучения накачки и малый уровень входного сигнала.

<u>Случай 1.</u> Наличие мощной накачки. Определим с учетом (1) уравнения для относительных концентраций ионов эрбия на уровнях 1 и 2 в случае мощной накачки, спектр которой сосредоточен вблизи длины волны 1480 нм:

$$N_{1RL} = \lim_{p_{p1480}^{\pm} \to \infty} N_{1R}(z) = \frac{g_{21}^{*}(\lambda_{p1480})}{a_{12}(\lambda_{p1480}) + g_{21}^{*}(\lambda_{p1480})'},$$

$$N_{2RL} = \lim_{p_{p1480}^{\pm} \to \infty} N_{2R}(z) = \frac{a_{12}(\lambda_{p1480})}{a_{12}(\lambda_{p1480}) + g_{21}^{*}(\lambda_{p1480})}.$$
(3)

Определим с учетом (1) уравнения для относительных концентраций ионов эрбия на уровнях 1 и 2 в случае мощной накачки, спектр которой сосредоточен вблизи длины волны 980 нм (величины N_{1RL} и N_{2RL} в случае мощной накачки не зависят от расстояния, так как не происходит истощения накачки):

$$N_{1RL} = \lim_{\substack{P_{p980}^{\pm} \to \infty \\ P_{p980}^{\pm} \to \infty}} N_{1R}(z) = 0,$$

$$N_{2RL} = \lim_{\substack{P_{p980}^{\pm} \to \infty \\ P_{p980}^{\pm} \to \infty}} N_{2R}(z) = 1.$$
(4)

<u>Случай 2</u>. Отсутствие излучения накачки и малый уровень входного сигнала. Для данного случая, учитывая также, что при указанных условиях мощность шумов ASE будет пренебрежимо малой, из (1) можно получить уравнения для относительных концентраций ионов эрбия на уровнях 1 и 2:

$$N_{1RL} = \lim_{\substack{P_{p980}^{\pm}=0, P_{p14980}^{\pm}=0, \\ P_{ASE}^{\pm}\to 0, P_{S}\to 0}} N_{1R}(z) = 1,$$

$$N_{2RL} = \lim_{\substack{P_{p980}^{\pm}=0, P_{p14980}^{\pm}=0, \\ P_{ASE}^{\pm}\to 0, P_{S}\to 0}} N_{2R}(z) = 0.$$
(5)

Из (5) видно, что в рассматриваемом случае величины N_{1RL} и N_{2RL} также не зависят от расстояния.

Запишем с учетом (1), (3–5) уравнение распределения мощностей сигналов вдоль АОВ по координате *z*:

$$P_{s}(\lambda, z) = P_{s}(\lambda, 0)e^{(g_{21}^{*}(\lambda)N_{2RL} - a_{12}(\lambda)N_{1RL} - a_{s.bgl}(\lambda))z}.$$
 (6)

Предположим, что истинные коэффициенты поглощения $a_{12}(\lambda)$ и усиления $g_{21}^*(\lambda)$ неизвестны. Обозначим $a_{12,m}(\lambda)$ и $g_{21,m}^*(\lambda)$ – измеренные коэффициенты.

Допустим $a_{12,m}(\lambda)$ и $g_{21,m}^*(\lambda)$ измерены с погрешностями $\Delta a_{12}(\lambda)$ и $\Delta g_{21}^*(\lambda)$:

$$a_{12,m}(\lambda) = a_{12}(\lambda) + \Delta a_{12}(\lambda), g_{21,m}^{*}(\lambda) = g_{21}^{*}(\lambda) + \Delta g_{21}^{*}(\lambda).$$
(7)

В соответствии с (6) и (7) мы сможем определить $P_s(\lambda, z)$ с некоторой погрешностью как:

$$P_{s,m}(\lambda,z) = P_s(\lambda,0) e^{\left(g_{21,m}^*(\lambda)N_{2RL} - a_{12,m}(\lambda)N_{1RL} - a_{s,bgl}(\lambda)\right)z}.$$
 (8)

С учетом (7) запишем (8) в виде:

$$P_{s,m}(\lambda, z) = P_s(\lambda, 0)e^x, \tag{9}$$

где
$$x = (g_{21}^*(\lambda)N_{2RL} - a_{12}(\lambda)N_{1RL} - a_{s.bgl}(\lambda) + \Delta g_{21}^*(\lambda)N_{2RL} - \Delta a_{12}(\lambda)N_{1RL})$$

Функция относительной погрешности определения мощности сигнала с учетом (6), (8) и (9) примет вид:

$$E_{R}(\lambda, z) = \left| \frac{P_{s,m}(\lambda, z) - P_{s}(\lambda, z)}{P_{s}(\lambda, z)} \right| =$$

$$= \left| 1 - e^{(\Delta g_{21}^{*}(\lambda)N_{2RL} - \Delta a_{12}(\lambda)N_{1RL})z} \right|.$$
(10)

При анализе характеристик АОВ от фирмы FiberCore (М-5, М-25, I-4, I-6, I-25 и DHB1500-HA), было определено, что значение N_{2RL} для различных видов АОВ для накачки 1480 нм лежит в диапазоне 0,7–0,8 и зависит от вида и температуры АОВ. Для дальнейших выкладок примем, что для накачки 1480 нм $N_{2RL} = 0,75$, а $N_{1RL} = 1 - N_{2RL} = 0,25$.

При проведении многочисленных расчетов по (10) для рассматриваемых случаев при варьировании $\Delta a_{12}(\lambda)$ и $\Delta g_{21}^*(\lambda)$ в диапазоне от -0,1 до 0,1 дБ/м для АОВ длиной 10 метров величина $E_R(\lambda, 10)$ варьировалась в диапазоне от 0 до 25 %.

Из выражения (10) видно, что величина относительной погрешности $E_R(\lambda, z)$ при ненулевых величинах $\Delta a_{12}(\lambda)$ и $\Delta g_{21}^*(\lambda)$ для АОВ увеличивается с увеличением расстояния *z* вдоль АОВ.

С учетом вышесказанного, возникает необходимость разработки методики, в которой погрешности измерения коэффициентов поглощения и усиления АОВ будут минимизированы.

Комплекс методик для определения параметров АОВ

В данном параграфе представлен комплекс методик для экспериментального определения параметров АОВ. Комплекс включает методики определения коэффициента фоновых потерь $a_{bgl}(\lambda)$, коэффициента поглощения $a_{12}(\lambda)$ в диапазоне 1450–1650 нм и коэффициента поглощения $a_{13}(\lambda)$ в диапазоне 980–1030 нм, методики определения коэффициента усиления $g_{21}^*(\lambda)$ в диапазоне 1450–1650 нм, методики определения параметра насыщения ε , методики определения температурной зависимости коэффициентов поглощения и усиления АОВ.

Для проведения измерений необходимы следующие приборы и компоненты:

– два образца измеряемого AOB с известными длинами L_1 и L_2 (без потери общности будем считать, что $L_1 < L_2$);

– один вспомогательный образец AOB с известной длиной L_3 , которая, должна быть небольшой (рекомендуемая длина – не более 0,2 м);

– один вспомогательный оптический шнур;

– широкополосный источник излучения, работающий в диапазоне 900–1700 нм, мощность которого можно регулировать;

 источник излучения накачки, работающий на длине волны около 980 нм, мощность которого можно регулировать;

– оптический анализатор спектра (OSA, *om англ.* Optical Spectrum Analyzer), работающий в диапазоне 900–1700 нм;

 – два одинаковых набора пассивных компонентов (оптические шнуры, розетки, аттенюаторы);

– термостат, предназначенный для поддержания температуры образцов АОВ на заданном уровне.

<u>Методика определения коэффициентов поглощения</u> <u>и фоновых потерь</u>

Структурная схема экспериментальной установки для определения коэффициентов поглощения $a_{12}(\lambda)$ и $a_{13}(\lambda)$ и фоновых потерь $a_{bgl}(\lambda)$ представлена на рисунке 3. Схема состоит из: широкополосного источника излучения в диапазоне 900-1700 нм с регулируемой мощностью; оптического анализатора спектра OSA, работающего в диапазоне длин волн 900-1700 нм; двух образцов измеряемых АОВ с известными длинами L₁ (АОВ1) и L₂ (AOB2); термостата, позволяющего установить и поддерживать температуру Т измеряемых образцов АОВ; двух наборов пассивных компонентов, обеспечивающих соединения широкополосного источника излучения с АОВ и АОВ с OSA (данные наборы должны обладать одинаковыми потерями: $A_{Loss1}(\lambda) = A_{Loss2}(\lambda) = A_{Loss}(\lambda)$, для исключения их влияния на результаты измерений при пост-обработке; потери измеряются в разах).



Рис. 3. Схема измерения для определения коэффициентов фоновых потерь и поглощения

Данная методика составлена для случая нахождения всех ионов эрбия на энергетическом уровне 1 $N_{1R}(z) \approx 1$, что эквивалентно отсутствию процессов усиления в исследуемых образцах. Такое состояние достигается путем уменьшения мощности широкополосного источника излучения (-20 дБм и ниже). Взаимосвязи спектральных плотностей мощностей излучения на входах АОВ1 $P_{in,L1}(\lambda)$ и АОВ2 $P_{in,L2}(\lambda)$ и выходе широкополосного источника $P_0(\lambda)$, на выходах АОВ1 $P_{out,L1}(\lambda)$ и АОВ2 $P_{out,L2}(\lambda)$ и выходе второго набора пассивных компонентов при подключении АОВ1 $P_{1,L1}(\lambda)$ и АОВ2 $P_{1,L2}(\lambda)$ можно представить в виде:

$$P_{in,L1}(\lambda) = P_{in,L2}(\lambda) = \frac{P_0(\lambda)}{A_{Loss1}(\lambda)} = \frac{P_0(\lambda)}{A_{Loss}(\lambda)},$$

$$P_{1,L1}(\lambda) = \frac{P_{out,L1}(\lambda)}{A_{Loss2}(\lambda)} = \frac{P_{out,L1}(\lambda)}{A_{Loss}(\lambda)},$$

$$P_{1,L2}(\lambda) = \frac{P_{out,L2}(\lambda)}{A_{Loss2}(\lambda)} = \frac{P_{out,L2}(\lambda)}{A_{Loss}(\lambda)}.$$
(11)

Взаимосвязь между спектральными плотностями мощностей на входе и выходе AOB1 и AOB2 в отсутствие процессов усиления излучения можно представить в виде:

$$P_{out,L1}(\lambda) = P_{in,L1}(\lambda)e^{-(a_{ABS}(\lambda) + a_{bgl}(\lambda))L_1},$$

$$P_{out,L2}(\lambda) = P_{in,L2}(\lambda)e^{-(a_{ABS}(\lambda) + a_{bgl}(\lambda))L_2},$$
(12)

где $a_{ABS}(\lambda) = a_{12}(\lambda) + a_{13}(\lambda).$

С учетом (11) и (12) получим:

$$\frac{P_{1,L1}(\lambda)}{P_{1,L2}(\lambda)} = \frac{P_{out,L1}(\lambda)}{P_{out,L2}(\lambda)} = \frac{e^{-\left(a_{ABS}(\lambda) + a_{bgl}(\lambda)\right)L_1}}{e^{-\left(a_{ABS}(\lambda) + a_{bgl}(\lambda)\right)L_2}}.$$
 (13)

Вычислив по (13) $P_{1,L1}(\lambda)$ и $P_{1,L2}(\lambda)$, можно рассчитать суммарный коэффициент потерь:

$$a_{ABS}(\lambda) + a_{bgl}(\lambda) = -\frac{\ln P_{1,L1}(\lambda) / P_{1,L2}(\lambda)}{L_1 - L_2}.$$
 (14)

Как было показано выше, между энергетическими уровнями существуют переходы, благодаря которым АОВ поглощает и испускает кванты изучения в соответствующих областях длин волн. В пределах этих областей выделить из суммарного коэффициента потерь величину $a_{bgl}(\lambda)$ (несвязанную с поглощением излучения ионами эрбия) невозможно. Однако вблизи длины волны 1200 нм и в диапазоне 1300–1400 нм потери из-за поглощения ионами эрбия пренебрежимо малы: $a_{ABS}(\lambda) \approx 0$, т. е. можно считать, что $a_{ABS}(\lambda) + a_{bgl}(\lambda) \approx a_{bgl}(\lambda)$.

Экспериментальная часть предлагаемой методики заключается в следующем: – собрать схему (см. рисунок 3), в качестве АОВ подключить образец АОВ1 длиной L₁;

 – установить при помощи термостата температуру *T* подключенного AOB;

– установить уровень мощности широкополосного источника -20 дБм или ниже (контроль уровня производится при помощи OSA);

– измерить спектральную плотность мощности излучения на выходе второго набора пассивных компонентов $P_{1,L1}(\lambda)$ (точка 1) при помощи OSA;

– подключить второй образец АОВ и измерить спектральную плотность мощности излучения на выходе второго набора пассивных компонентов $P_{1,L2}(\lambda)$ (точка 1) при помощи OSA;

- произвести пост-обработку результатов измерений: рассчитать суммарный коэффициент потерь по формуле (14); определить коэффициент фоновых потерь $a_{bgl}(\lambda)$ на длинах волн 1200 нм и 1300-1400 нм по полученной спектральной зависимости суммарного коэффициента потерь (14), считая, что на указанных длинах волн $a_{ABS}(\lambda) \approx 0$; проинтерполировать полученный коэффициент фоновых потерь $a_{bal}(\lambda)$ на остальные длины волн; рассчитать коэффициент поглощения *a*_{ABS}(λ) по формуле (14) с использованием полученных значений $a_{bgl}(\lambda)$; определить $a_{13}(\lambda)$ в диапазоне 930-1030 нм по полученной спектральной зависимости $a_{ABS}(\lambda)$, при условии, что в этом диапазоне $a_{ABS}(\lambda) \approx a_{13}(\lambda)$; определить $a_{12}(\lambda)$ в диапазоне 1450-1650 нм по полученной спектральной зависимости $a_{ABS}(\lambda)$, при условии, что в этом диапазоне $a_{ABS}(\lambda) \approx a_{12}(\lambda)$.

<u>Методика определения коэффициента усиления</u> <u>в диапазоне длин волн 1450–1650 нм</u>

Структурная схема экспериментальной установки для определения коэффициента усиления $g_{21}^*(\lambda)$ и параметра насыщения ε показана на рисунке 4.



Рис. 4. Схема измерения для получения коэффициента усиления в диапазоне 1450-1650 нм и параметра насыщения

Схема состоит из: источника излучения накачки, работающего на длине волны около 980 нм, мощность которого можно регулировать; вспомогательного образца AOB с известной длиной L_3 ; вспомогательного оптического шнура; оптического анализатора спектра OSA, работающего в диапазоне длин волн 1200–1700 нм; двух образцов измеряемые АОВ с известными длинами L_1 (AOB1) и L_2 (AOB2); термостата, позволяющего установить и поддерживать температуру T измеряемых образцов АОВ; двух наборов пассивных компонентов, обеспечивающих соединения вспомогательного оптического шнура или вспомогательного АОВ с исследуемыми АОВ и исследуемых АОВ с OSA (данные наборы должны обладать одинаковыми потерями: $A_{Loss1}(\lambda) = A_{Loss2}(\lambda) = A_{Loss}(\lambda)$, для исключения их влияния на результаты измерений при пост-обработке; потери измеряются в разах); двух согласованных ключей, предназначенных для переключения между вспомогательным оптическим шнуром и вспомогательным образцом AOB в схеме измерения.

В данной схеме источник излучения накачки и вспомогательное АОВ выполняют роль широкополосного источника, излучение которого представляет собой сгенерированный в АОВ шум ASE в диапазоне 1450–1650 нм и остаточное излучение накачки вблизи длины волны 980 нм. Отметим, что мощность остаточного излучения накачки будет уменьшаться с увеличением длины L₃ вспомогательного АОВ. Поэтому, как уже отмечалось выше, длину L₃ рекомендуется выбрать небольшой.

Данная методика составлена для случая нахождения всех ионов эрбия в исследуемых AOB на энергетическом уровне 2 $N_{2R}(z) \approx 1$, что эквивалентно наличию в исследуемых образцах AOB максимально возможного усиления излучения. Такое состояние достигается путем специальной настройки мощности источника излучения накачки.

В положении ключей П.1 на выходе исследуемого АОВ будет наблюдаться излучение сгенерированного шума ASE:

$$P_{out.ASE,L1}(\lambda) = \frac{2hv\Delta v g_{21}^*(\lambda)}{g_{21}^*(\lambda) - a_{bgl}(\lambda)} (e^k - 1);$$

$$P_{out.ASE,L2}(\lambda) = \frac{2hv\Delta v g_{21}^*(\lambda)}{g_{21}^*(\lambda) - a_{bgl}(\lambda)} (e^m - 1),$$
(15)

где $k = \left(g_{21}^*(\lambda) - a_{bgl}(\lambda)\right)L_1; m = \left(g_{21}^*(\lambda) - a_{bgl}(\lambda)\right)L_2.$

В положении ключей П.2 на выходе исследуемого АОВ будет наблюдаться излучение, представляющее собой сумму усиленного излучения с выхода вспомогательного АОВ, а также сгенерированного в исследуемом АОВ шума ASE:

$$P_{out,F,L1}(\lambda) = P_{in,L1}(\lambda)e^{k} + \frac{2hv\Delta vg_{21}^{*}(\lambda)}{g_{21}^{*}(\lambda) - a_{bgl}(\lambda)}(e^{k} - 1);$$

$$P_{out,F,L2}(\lambda) = P_{in,L2}(\lambda)e^{m} + \frac{2hv\Delta vg_{21}^{*}(\lambda)}{g_{21}^{*}(\lambda) - a_{bgl}(\lambda)}(e^{m} - 1),$$
(16)

где $P_{in,L1}(\lambda)$ и $P_{in,L2}(\lambda)$ – спектральные плотности мощности излучений на входах АОВ1 и АОВ2 при любом положении ключей.

Обозначим спектральные плотности мощности излучений на выходах AOB1 и AOB2 при любом положении ключей $P_{out,L1}(\lambda)$ и $P_{out,L2}(\lambda)$, на входе первого набора пассивных компонентов $P_0(\lambda)$ и на

выходе второго набора пассивных компонентов $P_{1,L1}(\lambda)$ и $P_{1,L2}(\lambda)$ при подключении AOB1 и AOB2.

Взаимосвязи спектральных плотностей мощностей излучения $P_{in,L1}(\lambda)$, $P_{in,L2}(\lambda)$ и $P_0(\lambda)$, а также $P_{out,L1}(\lambda)$, $P_{out,L2}(\lambda)$ и $P_{1,L1}(\lambda)$, $P_{1,L2}(\lambda)$ представим как:

$$P_{in,L1}(\lambda) = P_{in,L2}(\lambda) = \frac{P_{0,L1}(\lambda)}{A_{Loss1}(\lambda)} = \frac{P_{0}(\lambda)}{A_{Loss}(\lambda)},$$

$$P_{1,L1}(\lambda) = \frac{P_{out,L1}(\lambda)}{A_{Loss2}(\lambda)} = \frac{P_{out,L1}(\lambda)}{A_{Loss}(\lambda)},$$

$$P_{1,L2}(\lambda) = \frac{P_{out,L2}(\lambda)}{A_{Loss2}(\lambda)} = \frac{P_{out,L2}(\lambda)}{A_{Loss2}(\lambda)}.$$
(17)

Тогда из (15–17) можно выразить спектральные плотности мощности излучений на выходе второго набора пассивных компонентов (точка 1) в положении ключей П.1 ($P_{1.ASE,L1}(\lambda)$ и $P_{1.ASE,L2}(\lambda)$) и в положении ключей П.2 ($P_{1.F,L1}(\lambda)$ и $P_{1.F,L2}(\lambda)$) при подключении AOB1 и AOB2 соответственно:

$$P_{1.ASE,L1}(\lambda) = \frac{2hv\Delta v g_{21}^{*}(\lambda)}{A_{Loss}(\lambda) \left(g_{21}^{*}(\lambda) - a_{bgl}(\lambda)\right)} (e^{k} - 1),$$

$$P_{1.ASE,L2}(\lambda) = \frac{2hv\Delta v g_{21}^{*}(\lambda)}{A_{Loss}(\lambda) \left(g_{21}^{*}(\lambda) - a_{bgl}(\lambda)\right)} (e^{m} - 1);$$

$$P_{1.F,L1}(\lambda) = \frac{P_{0}(\lambda)e^{k}}{A_{Loss}^{2}(\lambda)} +$$

$$+ \frac{2hv\Delta v g_{21}^{*}(\lambda)}{A_{Loss}(\lambda) \left(g_{21}^{*}(\lambda) - a_{bgl}(\lambda)\right)} (e^{k} - 1),$$

$$P_{1.F,L2}(\lambda) = \frac{P_{0}(\lambda)e^{m}}{A_{Loss}^{2}(\lambda)} +$$

$$+ \frac{2hv\Delta v g_{21}^{*}(\lambda)}{A_{Loss}(\lambda) \left(g_{21}^{*}(\lambda) - a_{bgl}(\lambda)\right)} (e^{m} - 1).$$
(18)

Из (18) следует:

$$P_{1.D,L1}(\lambda) = P_{1.F,L1}(\lambda) - P_{1.ASE,L1}(\lambda) = \frac{P_0(\lambda)e^{\lambda}}{A_{Loss}^2(\lambda)},$$

$$P_{1.D,L2}(\lambda) = P_{1.F,L2}(\lambda) - P_{1.ASE,L2}(\lambda) = \frac{P_0(\lambda)e^m}{A_{Loss}^2(\lambda)}.$$
(19)

Из (19) получим:

$$\frac{P_{1.D,L1}(\lambda)}{P_{1.D,L2}(\lambda)} = \frac{e^k}{e^m}.$$
(20)

 \mathbf{D} (2) k

С учетом (20) выражение для коэффициента усиления примет вид:

$$g_{21}^{*}(\lambda) = \frac{\ln \frac{P_{1,D,L1}(\lambda)}{P_{1,D,L2}(\lambda)}}{L_{1} - L_{2}} + a_{bgl}(\lambda).$$
(21)

Экспериментальная часть предлагаемой методики заключается в следующем:

– собрать схему, представленную на рисунке 4, в качестве АОВ подключить образец АОВ2 с большей длиной *L*₂ (ключи – в положение П.2);

 установить при помощи термостата температуру *Т* подключенного AOB;

 настроить мощность источника накачки по следующей методике: увеличивая мощность источника накачки и наблюдая спектрограмму шумов ASE на экране OSA, подобрать минимальное значение мощности, при котором амплитуда спектрограммы будет максимальна;

– измерить спектральные плотности мощности излучения на выходе второго набора пассивных компонентов – $P_{1.F,L2}(\lambda)$ в положении ключей П.2 (точка 1), а также ASE $P_{1.ASE,L2}(\lambda)$ в положении ключей П.1 (точка 1) с помощью OSA;

– подключить первый образец АОВ и измерить спектральные плотности мощности излучения на выходе второго набора пассивных компонентов – $P_{1.F,L1}(\lambda)$ в положении ключей П.2 (точка 1), а также ASE $P_{1.ASE,L1}(\lambda)$ в положении ключей П.1 (точка 1) с помощью OSA;

– произвести пост-обработку результатов измерений: рассчитать $P_{1.D,L1}(\lambda)$ и $P_{1.D,L2}(\lambda)$ по (19), а также $g_{21}^*(\lambda)$ по (21), используя полученное в предыдущей методике значение $a_{bgl}(\lambda)$.

Методика определения параметра насыщения є

1) Целью подготовительного этапа является определение всех параметров АОВ, кроме параметра насыщения, по описанным выше методикам:

– определить коэффициенты поглощения $a_{13}(\lambda)$ и $a_{12}(\lambda)$ и фоновых потерь $a_{bgl}(\lambda)$, а также спектральные плотности мощности $P_0(\lambda)$ и $P_{1,L1}(\lambda)$ по представленной выше методике определения коэффициентов поглощения и фоновых потерь при температуре *T*;

– определить коэффициент усиления $g_{21}^*(\lambda)$ по представленной выше методике определения коэффициента усиления при температуре *T*.

2) Целью экспериментального этапа является измерение спектральных плотностей мощностей излучения накачки и ASE в отсутствие излучения сигнала. Процедура определения є на третьем этапе предполагает, что мощность излучения ASE зависит от этого параметра.

Все описанные ниже измерения проводятся при подключении одного образца AOB длины L (без потери общности будем считать, что это AOB1 с длиной L_1):

 – собрать схему, представленную на рисунке 4, установив ключи в положение П.1;

– установить при помощи термостата температуру *T* подключенного AOB;

– настроить мощность источника накачки, работающего в диапазоне длине волны около 980 нм. Из выражений (4) и (5) следует, что при очень больших и очень малых уровнях мощности накачки величина N_{2RL} , а значит и мощность ASE не зависят от ε , поэтому источник накачки предлагается настраивать следующим образом: увеличивая мощность накачки и наблюдая спектрограмму ASE на OSA, добиться максимально возможной амплитуды спектральной плотности мощности ASE в точке 1; далее необходимо уменьшить мощность накачки до значения, когда амплитуда спектральной плотности мощности ASE составит половину от максимально возможной;

– измерить спектральную плотность мощности ASE $P_{1.ASE,M}(\lambda)$ на выходе AOB и мощности накачки $P_{p980,M}(\lambda)$ на входе первого набора пассивных компонентов с помощью OSA.

3) Целью имитационного этапа является многократный расчет спектральной плотности шумов ASE на выходе AOB в соответствии с (1) при различных значениях є и подбор такого значения є, при котором будет достигнуто минимальное отклонение рассчитанной спектральной плотности от измеренной. Процедура нахождения параметра є состоит из следующих действий:

 – найти коэффициенты потерь в пассивных компонентах схемы и спектральную плотность излучения накачки на входе АОВ:

$$A_{Loss}(\lambda) = \sqrt{\frac{P_0(\lambda)}{P_{1,L1}(\lambda)}} e^{-\left(a_{ABS}(\lambda) + a_{bgl}(\lambda)\right)L1},$$

$$P_{p980}(\lambda) = \frac{P_{p980,M}(\lambda)}{A_{Loss}(\lambda)};$$
(22)

– произвести моделирование зависимости мощности ASE от длины волны в соответствии с (1) при определенных на подготовительном и экспериментальном этапах исходных данных: рассчитанная спектральная плотность мощности накачки $P_{p980}(\lambda)$ (22), измеренные коэффициенты поглощения $a_{13}(\lambda)$ и $a_{12}(\lambda)$, фоновых потерь $a_{bgl}(\lambda)$ и усиления $g_{21}^*(\lambda)$ (спектральную плотность мощности сигналов $P_s(\lambda)$ принять равной 0, в качестве начального значения параметра насыщения рекомендуется принять величину $10^{15} 1/[m\cdotc]$);

– рассчитать целевую функцию:

$$S = \sum |P_{1.ASE,M}(\lambda) - P_{1.ASE,S}(\lambda)|^{2},$$

$$P_{1.ASE,S}(\lambda) = \frac{P_{out.ASE,S}(\lambda)}{A_{Loss}(\lambda)},$$
(23)

где $P_{out.ASE,S}(\lambda)$ – спектр излучения ASE на выходе AOB при имитационном моделировании (суммирование производится по спектральным каналам шума);

– увеличивая значение параметра є, необходимо производить расчет целевой функции и увеличение значения параметра є, пока значение *S* (23) не окажется минимальным (решением является последнее найденное значение є; согласно анализу образцов АОВ фирмы Fibercore (I-4, I-6, I-25, M-5, M-12 и DHB1500-HA) рекомендуется диапазон перебора параметра є от 10¹⁵ до 10¹⁷ 1/[м·с], количество шагов перебора – не менее 100).

<u>Методика учета температурной зависимости</u> <u>спектров поглощения и усиления</u>

В рамках данной методики предлагается получить температурно-независимые коэффициенты $a_{12}(\lambda,\infty), \beta_{12}(\lambda), a_{13}(\lambda,\infty), \beta_{13}(\lambda), g_{21}^*(\lambda,\infty), \beta_{21}(\lambda),$ которые можно использовать для расчета коэффициентов поглощения и усиления АОВ при любой температуре по выражениям (2).

Экспериментальная часть предлагаемой методики заключается в определении по предложенным выше методикам коэффициентов поглощения $a_{12}(\lambda, T_1)$ и $a_{13}(\lambda, T_1)$ и усиления $g_{21}^*(\lambda, T_1)$ при температуре образцов АОВ T_1 , и коэффициентов поглощения $a_{12}(\lambda, T_2)$ и $a_{13}(\lambda, T_2)$ и усиления $g_{21}^*(\lambda, T_2)$ при температуре T_2 (температуры T_1 и T_2 должны существенно отличаться: рекомендуемое отличие между температурами – не менее 25 °C). После чего производится пост-обработка результатов измерений – расчет температурно-независимых коэффициентов по следующим соотношениям, полученным из (2):

$$a_{12}(\lambda,\infty) = \frac{a_{12}(\lambda,T_{1})}{e^{-\frac{T_{2}\ln\frac{a_{12}(\lambda,T_{1})}{a_{12}(\lambda,T_{2})}}{T_{1}\left(1-\frac{T_{2}}{T_{1}}\right)}}}, \qquad b_{12}(\lambda) = -\frac{KT_{2}\ln\frac{a_{12}(\lambda,T_{1})}{a_{12}(\lambda,T_{2})}}{1-\frac{T_{2}}{T_{1}}};$$

$$a_{13}(\lambda,\infty) = \frac{a_{13}(\lambda,T_{1})}{e^{-\frac{T_{2}\ln\frac{a_{13}(\lambda,T_{1})}{a_{13}(\lambda,T_{2})}}{T_{1}\left(1-\frac{T_{2}}{T_{1}}\right)}}, \qquad b_{13}(\lambda) = -\frac{KT_{2}\ln\frac{a_{13}(\lambda,T_{1})}{a_{13}(\lambda,T_{2})}}{1-\frac{T_{2}}{T_{1}}};$$

$$g_{21}^{*}(\lambda,\infty) = \frac{g_{21}^{*}(\lambda,T_{1})}{e^{-\frac{T_{2}\ln\frac{g_{21}^{*}(\lambda,T_{1})}{g_{21}(\lambda,T_{2})}}}, \qquad b_{21}(\lambda) = -\frac{KT_{2}\ln\frac{g_{21}^{*}(\lambda,T_{1})}{g_{21}^{*}(\lambda,T_{2})}}{1-\frac{T_{2}}{T_{1}}}.$$
(24)

<u>Основные ограничения предложенного комплекса</u> <u>методик</u>

1) Методики предназначены для измерения параметров АОВ с невысокой степенью легирования, в котором эффекты однородной ап-конверсии (HUC, *om англ.* Homogeneous Up-Conversion) и неоднородной ап-конверсии (IUC, *om англ.* Inhomogeneous Up-Conversion) не существенны. Для АОВ с явно выраженными эффектами HUC и IUC можно использовать только методику определения коэффициентов фоновых потерь и поглощения.

2) Методики предполагают наличие одинаковых потерь в двух наборах пассивных компонентов в схемах, представленных на рисунках 3–4, различие потерь приводит к дополнительной погрешности определения параметров АОВ.

3) Методики предназначены для AOB, в которых среднее время жизни τ_{32} на третьем энергетическом уровне во много раз меньше среднего времени жизни т на втором энергетическом уровне (в 100 и более раз). Если это условие не выполняется, можно использовать только методику определения коэффициентов фоновых потерь и поглощения. Возможность применения других методик требует проведения дополнительных исследований.

Величина т для различных АОВ отличается мало и составляет в среднем 1–10 мс [16–26]. Величина т₃₂, напротив, очень сильно зависит от материалов [27–30], использующихся при изготовлении определенного АОВ. Согласно результатам исследований различных образцов АОВ, весь комплекс методик

может быть применен к АОВ на базе оксидных стекол [27–28] (алюмосиликатные, германосиликатные, фосфатные) и на базе фторфосфатных стекол с низким содержанием фтора [27]. Для АОВ на базе фторфосфатных стекол с высоким содержанием фтора [27], фторхлоридных стекол [29], теллурида германия [30], стекол на основе фторидов тяжелых металлов (HMF, *от англ.* Heavy Metal Fluoride) ZBLAN [27] указанное выше условие не выполняется.

Определение параметров АОВ, используемых в ПО Fibercore GainMaster

Предложенный комплекс методик был применен к программному обеспечению (ПО) Fibercore GainMaster, предназначенному для моделирования оптического усилителя EDFA, с целью получения параметров заложенных в ПО образцов AOB. Были получены коэффициенты поглощения, усиления, параметры насыщения при температурах $T_1 = 25 \,^{\circ}$ С и $T_2 = 50 \,^{\circ}$ С при различных потерях в элементах схемы. Фоновые потери в данном ПО не моделируются, поэтому коэффициенты фоновых потерь оказались равными нулю во всем исследуемом частотном диапазоне. Результаты измерений параметров для двух марок AOB, предложенных в Fibercore GainMaster при $T = 25 \,^{\circ}$ С, представлены на рисунках 5 и 6.

Сплошными линиями на данных рисунках показаны измеренные (*M*) при помощи предложенного комплекса методик коэффициенты, точками – коэффициенты, заложенные в ПО Fibercore GainMaster (*GM*).



Рис. 5. Параметры АОВ марки I-25: а) коэффициент поглощения; б) коэффициенты поглощения и усиления. Параметр насыщения $\varepsilon = 1,60 \cdot 10^{16}$ 1/(м·с)



Рис. 6. Параметры АОВ марки М-5: а) коэффициент поглощения; б) коэффициенты поглощения и усиления. Параметр насыщения ε = 3, 04 · 10¹⁵ 1/(м·с)

Исходя из рисунков 5 и 6, а также результатов проведенных измерений параметров еще четырех различных марок AOB (I-4, I-6, M-12, DHB1500-HA) можно отметить, что для всех AOB полученные параметры достаточно точно совпадают с параметрами, заложенными в ПО Fibercore GainMaster. Данный факт подтверждает правильность работы и точность измерения по предлагаемой методике.

Определение параметров реального образца АОВ

Разработанная методика была использована для измерения параметров АОВ марки Lucent HE-980. Для проведения измерений использовались: два образца исследуемого АОВ с длинами 0,65 и 1,27 м, соответственно, вспомогательное АОВ с длиной 5 м, лазерный источник излучения, работающий на длине волны 976 нм с мощностью 200 мВт, двухканальный WDM мультиплексор/демультиплексор 1550/980 нм, оптические шнуры и розетки для соединения элементов схем, термостат. Для изменения уровня накачки и широкополосного источника использовался аттенюатор с перестройкой коэффициента затухания в пределах 0–30 дБ. Для получения спектральных характеристик использовался оптический анализатор спектра YOKOGAWA AQ6370C, работающий в диапазоне 600–1700 нм.

Для создания широкополосного источника излучения, работающего в диапазоне 1450–1650 нм, использовался вспомогательный кусок АОВ (5 м из той же партии), на вход которого подавалось излучение накачки на длине волны 976 нм с мощностью 200 мВт. С выхода данного АОВ сигнал, представляющий собой сумму сгенерированного в АОВ шума ASE и остаточного излучения накачки, подавался на входной порт группового сигнала WDM демультиплексора 1550/980 нм, а с выходного порта 1550 нм снимался только сгенерированный шум ASE. Полученный шум ASE (ослабленный при помощи переменного аттенюатора) использовался в качестве широкополосного излучения.

Поскольку в диапазоне 930–1030 нм у полученного широкополосного источника отсутствует излучение, определить коэффициенты поглощения $a_{13}(\lambda)$ для данного диапазона длин волн оказалось невозможным. Было получено только значение коэффициента поглощения на длине волны 976 нм (измеренного при помощи источника накачки, мощность которого регулировалась переменным аттенюатором и который подключался в схеме (см. рисунок 3) вместо широкополосного источника.

Коэффициенты фоновых потерь для диапазона 1300–1400 нм (в котором также отсутствует излучение у полученного широкополосного источника), измерялись с использованием источников модулированного лазерного излучения с длинами волн 1310, 1330, 1350, 1370, 1390 нм со средней мощностью 5 мВт, предназначенных для систем спектрального уплотнения (СWDM, *от англ.* Coarse Wavelength Division Multiplexing) со скоростью передачи 1,25 Гбит/с. Эти источники (совместно с переменным аттенюатором) использовались в схеме (см. рисунок 3) вместо широкополосного источника. Коэффициенты фоновых потерь, определенные на указанных длинах волн, оказались пренебрежительно малой величиной по сравнению со значениями полученных коэффициентов поглощения и усиления.

С использованием разработанного комплекса методик были получены коэффициенты поглощения, усиления, параметр насыщения при температурах T = 23 °C и T = 50 °C для исследуемого образца. Полученные зависимости коэффициентов поглощения и усиления от длины волны для температуры 23 °C сравнивались с нормированными зависимостями, представленными в документации к АОВ, умноженными на пиковое значение 3,755 дБ/м (результат измерения коэффициента поглощения на длине волны 1530 нм). Результаты измерения параметров данного АОВ представлены на рисунке 7.



Рис. 7. Параметры АОВ марки Lucent HE-980 при T = 23°: коэффициенты поглощения (а) и усиления (б). Параметр насыщения $\varepsilon = 1,999 \cdot 10^{15} 1/(\text{m}\cdot\text{c})$, коэффициент поглощения на длине волны 976 нм равен 2,478 дБ/м

Измеренные спектральные зависимости коэффициентов поглощения и усиления по форме достаточно точно повторяют спектры, представленные в документации к АОВ, пиковое значение 3,755 дБ/м около 1530 нм согласно документации находится в пределах нормы для данного АОВ: 2,5–4,5 дБ/м (см. рисунок 7). Данные факты подтверждают правильность работы предлагаемой методики.

Заключение

Итак, сформулируем основные выводы по результатам исследования и возможностям их практического использования.

Во-первых, была представлена модель AOB, полученная при помощи обобщения моделей, представленных в литературе, и позволяющая производить моделирование процессов распространения сигналов, накачек и шумов ASE в AOB для ВОСП DWDM. Исходными данными для модели являются коэффициенты поглощения, усиления и фоновых потерь, а также параметр насыщения AOB, которые определяются экспериментально.

Во-вторых, было исследовано влияние точности определения коэффициентов поглощения и усиления на результаты моделирования с помощью полученной в работе формулы зависимости относительной ошибки определения мощности сигнала при разных схемах оптической накачки и различных длинах АОВ от погрешностей определения коэффициентов. Установлено, что абсолютная погрешность определения коэффициентов ±0,1 дБ/м для АОВ длиной 10 м может приводить к ошибке определения мощности сигнала до 25 %. Показано, что при ненулевых погрешностях определения коэффициентов с увеличением длины АОВ относительная ошибка определения мощности сигнала также увеличивается. Это означает, что коэффициенты поглощения и усиления необходимо определять с высокой точностью.

В-третьих, был разработан комплекс методик для экспериментального определения параметров АОВ, позволяющий исключить погрешности, обусловленные неизвестными потерями в пассивных компонентах схем измерения, который был применен для получения зависимостей коэффициентов поглощения и усиления от длины волны образцов АОВ, параметры которых заложены в программу FiberCore GainMaster, и реального образца АОВ. Показано, что полученные зависимости хорошо совпадают с графиками, в первом случае представленными в программе GainMaster, во втором – приведенными производителем исследованного АОВ, что говорит в пользу разработанного комплекса методик. По мнению авторов, результаты исследования представляют интерес для компаний телекоммуникационной отрасли, занимающихся проектированием и разработкой новых оптических усилителей EDFA и ВОСП в целом, а также для научноисследовательских и образовательных организаций.

БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование подготовлено при поддержке фонда содействия развитию малых форм предприятий в научнотехнической сфере (договор 13488ГУ/2018 от 20.07.2018).

Список используемых источников

1. Becker P.C., Olsson N.A., Simpson J.R. Erbium-Doped Fiber Amplifiers. Fundamentals and Technology. San Diego: Academic Press, 1999. 460 p.

2. Desurvire E. Erbium-Doped Fiber Amplifiers. Principles and Applications. New York: John Wiley & Sons, 1994. 800 p.

3. Digonnet M.J.F. Rare-Earth-Doped Fiber Lasers and Amplifiers. New York: Marcel Dekker, 2001. DOI:10.1201/ 9780203904657

4. Чаймарданов П.А., Былина М.С. Новая методика расчета оптического усилителя EDFA с многоканальными источниками сигналов и накачек // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2017. Т. 10. № 3. С. 92–102. DOI:10.18721/JCSTCS.10308

5. Madruga F.J., Quintela M.A., Galíndez C., Lomer M., Lopez Higuera J.M. Effects of temperature on High Concentration Erbium-doped fiber intrinsic parameters // Proceedings of SPIE. Third European Workshop on Optical Fibre Sensor (Napoli, Italy, 4–6 July 2007). SPIE – The International Society for Optical Engineering, 2007. Vol. 66190. DOI:10.1117/12.738365

6. Park H.G., Yun S.C., Jin Y.J. Er-doped Superfluorescent Fiber Source with Thermally Stable Mean Wavelength // Journal of the Optical Society of Korea. 2009. Vol. 13. Iss. 2. PP. 240–244. DOI:0.3807/JOSK.2009.13.2.240

7. Barnes W.L., Laming R.I., Tarbox E.J., Morkel P.R. Absorption and emission cross section of Er/sup 3+/ doped silica fibers // IEEE Journal of Quantum Electronics. 1991. Vol. 27. Iss. 4. PP.1004–1010. DOI:10.1109/3.83335

8. Chen C.-Y., Wen S., Chi S. Measuring emission cross-section profile of erbium-doped fibre with low input power // Electronics letters. 1994. Vol. 3. Iss. 11. PP. 889–891. DOI:10.1049/el:19940579

9. Téllez-Garcia R., Sanchez H.H., Camas-Anzueto J.L., Kuzin E.A., Ibarra-Escamilla B., Pottiez O. Method for measuring erbium-doped fiber parameters // Proceedings of the 5th Iberoamerican Meeting on Optics and 8th Latin American Meeting on Optics, Lasers, and Their Applications (Porlamar, Venezuela, 3–8 October 2004) SPIE. Digital Library, 2004. Vol. 5622. DOI:10.1117/12.591259.

10. Karimi M., Seraji F.E. Experimental technique for simultaneous measurement of absorption-, emission cross-sections, and background loss coefficient in doped optical fibers // Applied Physics B. 2010. Vol. 98. Iss. 1. PP. 113–117. DOI: 10.1007/s00340-009-3760-0

11. Karimi M., Seraji F.E. A novel method for simultaneous measurement of doped optical fiber parameters // The European Physical Journal – Applied Physics. 2010. Vol. 50. Iss. 2. DOI:10.1051/epjap/2010038

12. Karimi M., Seraji F.E. Theoretical Comparative Studies of Cross-Section Evaluation in Erbium-Doped Optical Fibers // Progress In Electromagnetics Research B. 2010. Vol. 23. PP. 147–164. DOI:10.2528/PIERB10052301

13. Ono H., Yamada M., Ichii K., Matsuo S. Method for estimating gain coefficient spectrum of erbium-doped fiber based on net gain–loss measurement employing 4I13/2 level pumping // Optics letters. 2014. Vol. 39. Iss. 6. PP. 1653–1656. DOI:10. 1364/0L.39.001653

14. Digonnet M.J.F., Murphy-Chutorian E., Falquier D.G. Fundamental limitations of the McCumber relation applied to Erdoped silica and other amorphous-host lasers // IEEE Journal of Quantum Electronics. 2002. Vol. 38. Iss. 12. PP. 1629–1637. DOI:10.1109/JQE.2002.805111

15. Foster S., Tikhomirov A. In Defence of the McCumber Relation for Erbium-Doped Silica and Other Laser Glasses // IEEE Journal of Quantum Electronics. 2009. Vol. 45. Iss. 10. PP. 1232–1239. DOI:10.1109/JQE.2009.2022763

16. Brunel M., Vallet M., Bretenaker F., Le Floch A., Adam J.L., Duhamel-Henry N., Allain J.Y. A simple method to measure the lifetime of excited levels of rare earth ions: application to erbium ions in fluorophosphate glasses // Optical Materials. 1996. Vol. 5. Iss. 3. PP. 209–215. DOI:10.1016/0925-3467(95)00060-7

17. Kuroda K., Nakandakari M., Yoshikuni Y. Metastable-state lifetime of erbium ions measured through delayed absorption in the fiber propagation direction // Applied Physics B. 2017. Vol. 123. Iss. 4. DOI:10.1007/s00340-017-6674-2

18. Nakandakari M., Kuroda K., Yoshikuni Y. Metastable-state lifetime of erbium ions measured in the fiber propagation direction: Expansion of measurable fiber length // Japanese Journal of Applied Physics. 2017. Vol. 56. Iss. 11. DOI:10.7567/ JJAP.56.112501

19. Yan K., Vu K., Yang Z., Wang R., Debbarma S., Luther-Davies B. Madden S. Emission properties of erbium-doped Ge-Ga-Se glasses, thin films and waveguides for laser amplifiers // Optical Materials Express. 2014. Vol. 4. Iss. 3. PP. 464–475. DOI:10.1364/OME.4.000464

20. Wei T., Tian Y., Tian C., Jing X., Zhang J., Zhang L., Xu S. Optical spectroscopy and population behavior between 4I11/2 and 4I13/2 levels of erbium doped germanate glass // Optical Materials Express. 2014. Vol. 4. Iss. 10. PP. 2150–2165. DOI: 10.1364/OME.4.002150

21. Zhang Z.Y., Grattan K.T.V., Palmer A.W., Meggitt B.T., Sun T. Fluorescence decay-time characteristics of erbium-doped optical fiber at elevated temperatures // Review of Scientific Instruments. 1997. Vol. 68. Iss. 7. PP. 2764–2766. DOI:10.1063/ 1.1148192

22. Barmenkov Yu.O., Kir'yanov A.V., Guzmán-Chávez A.D., Cruz J.L., Andrés M.V. Excited-state absorption in erbium-doped silica fiber with simultaneous excitation at 977 and 1531 nm // Journal of Applied Physics. 2009. Vol. 106. Iss. 8. DOI:10.1063/ 1.3248369

23. Kir'yanov A.V., Barmenkov Y.O., Sandoval-Romero G.E., Escalante-Zarate L. Er³⁺ Concentration Effects in Commercial Erbium Doped Silica Fibers Fabricated Through the MCVD and DND Technologies // IEEE Journal of Quantum Electronics. 2013. Vol. 49. Iss. 6. PP. 511–521. DOI:10.1109/JQE.2013.2257691

24. Shin J.H., Lee J.H. Investigation of signal excited-state absorption in bismuth-based erbium-doped fiber amplifier // Journal of the Optical Society of America B. 2010. Vol. 27. Iss. 7. PP. 1452–1457. DOI:10.1364/JOSAB.27.001452

25. Kir'yanov A.V., Barmenkov Yu.O., Guzman-Chavez A.D. Er³⁺ excited-state absorption in an erbium-doped silica fiber at the wavelengths 1490–1580 and 978 nm // Laser Physics. 2008. Vol. 18. Iss. 11. DOI:10.1134/S1054660X08110078

26. Bellemare A. Continuous-wave silica-based erbium-doped fibre lasers // Progress in Quantum Electronics. 2003. Vol. 27. Iss. 4. PP. 211–266. DOI:10.1016/S0079-6727(02)00025-3

27. Quimby R.S. Output saturation in a 980-nm pumped erbium-doped fiber amplifier // Applied Optics. 1991. Vol. 30. Iss. 18. PP. 2546–2552. DOI:10.1364/A0.30.002546

28. Quimby R.S., Miniscalco W.J., Thompson B. Clustering in erbium-doped silica glass fibers analyzed using 980 nm excited-state absorption // Journal of Applied Optics. 1994. Vol. 76. Iss. 8. PP. 4472–4478. DOI:10.1063/1.357278

29. Qi F., Huang F., Zhou L.F., Tian Y., Lei R., Ren G.Y., Zhang J., Zhang L., Xu S. Long lifetime of Er³⁺: 4I11/2 in low phonon-energy fluoro-chloride glasses for mid-infrared optical applications // Journal of Alloys and Compounds. 2018. Vol. 731. PP. 418–422. DOI:10.1016/j.jallcom.2017.10.020

30. Kang S., Xiao X., Pan Q., Chen D., Qiu J., Dong G. Spectroscopic properties in Er³⁺-doped germanotellurite glasses and glass ceramics for mid-infrared laser materials // Scientific Reports. 2017. Vol. 7. DOI:10.1038/srep43186

* * *

A NOVEL MEASUREMENT TECHNIQUE OF THE PARAMETERS OF ERBIUM-DOPED OPTICAL FIBERS

M. Bylina¹, P. Chaimardanov¹

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

Article info

Article in Russian

For citation: Bylina M., Chaimardanov P. A Novel Measurement Technique of the Parameters of Erbium-Doped Optical Fibers. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(2):6–19. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-2-6-19

Abstract: The paper presents a novel measurement technique of the parameters of erbium-doped fibers for modeling EDFA ampfiers in DWDM systems. A distinctive feature of the proposed measurement technique is the elimination of the effect of losses introduced by the passive components of the measuring schemes on the measurement results.

Keywords: Optical Amplifier, Erbium Doped Fiber Amplifier, Dense Wavelength Division Multiplexing, Fiber Optic Transmission System, Measurement Technique, Optical Pumping.

References

1. Becker P.C., Olsson N.A., Simpson J.R. *Erbium-Doped Fiber Amplifiers. Fundamentals and Technology*. San Diego: Academic Press; 1999. 460 p.

2. Desurvire E. Erbium-Doped Fiber Amplifiers. Principles and Applications. New York: John Wiley & Sons; 1994. 800 p.

3. Digonnet M.J.F. *Rare-Earth-Doped Fiber Lasers and Amplifiers*. New York: Marcel Dekker; 2001. Available from: https://doi.org/10.1201/9780203904657

4. Chaymardanov P.A., Bylina M.S. A Novel Calculation Method for Optical Amplifier EDFA with Multichannel Signal and Pump Sources. *St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunication and Control Systems*. 2017;10(3):92–102. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.18721/JCSTCS.10308

5. Madruga F.J., Quintela M.A., Galíndez C., Lomer M., Lopez Higuera J.M. Effects of temperature on High Concentration Erbium-doped fiber intrinsic parameters. *Proceedings of SPIE. Third European Workshop on Optical Fibre Sensor*, 4–6 July 2007, Napo*li, Italy.* SPIE – The International Society for Optical Engineering; 2007. Vol. 6619. Available from: https://doi.org/10.1117/ 12.738365

6. Park H.G., Yun S.C., Jin Y.J. Er-doped Superfluorescent Fiber Source with Thermally Stable Mean Wavelength. *Journal of the Optical Society of Korea*. 2009;13(2):240–244. Available from: https://doi.org/0.3807/JOSK.2009.13.2.240

7. Barnes W.L., Laming R.I., Tarbox E.J., Morkel P.R. Absorption and emission cross section of Er/sup 3+/ doped silica fibers. *IEEE Journal of Quantum Electronics*. 1991;27(4):1004–1010. Available from: https://doi.org/10.1109/3.83335

8. Chen C.-Y., Wen S., Chi S. Measuring emission cross-section profile of erbium-doped fibre with low input power. *Electronics letters*. 1994;3(11):889–891. Available from: https://doi.org/10.1049/el:19940579

9. Téllez-Garcia R., Sanchez H.H., Camas-Anzueto J.L., Kuzin E.A., Ibarra-Escamilla B., Pottiez O. Method for measuring erbium-doped fiber parameters. *Proceedings of the 5th Iberoamerican Meeting on Optics and 8th Latin American Meeting on Optics, Lasers, and Their Applications, 3–8 October 2004, Porlamar, Venezuela*. SPIE. Digital Library; 2004. Vol. 5622. Available from: https://doi.org/10.1117/12.591259

10. Karimi M., Seraji F.E. Experimental technique for simultaneous measurement of absorption-, emission cross-sections, and background loss coefficient in doped optical fibers. *Applied Physics B*. 2010;98(1):113–117. Available from: https://doi.org/10.1007/s00340-009-3760-0

11. Karimi M., Seraji F.E. A novel method for simultaneous measurement of doped optical fiber parameters. *The European Physical Journal – Applied Physics*. 2010;50(2). Available from: https://doi.org/10.1051/epjap/2010038

12. Karimi M., Seraji F.E. Theoretical Comparative Studies of Cross-Section Evaluation in Erbium-Doped Optical Fibers. *Progress In Electromagnetics Research B*. 2010;23:147–164. Available from: https://doi.org/10.2528/PIERB10052301

13. Ono H., Yamada M., Ichii K., Matsuo S. Method for estimating gain coefficient spectrum of erbium-doped fiber based on net gain–loss measurement employing 4I13/2 level pumping. *Optics letters*. 2014;39(6):1653–1656. Available from: https://doi.org/10.1364/OL.39.001653

14. Digonnet M.J.F., Murphy-Chutorian E., Falquier D.G. Fundamental limitations of the McCumber relation applied to Erdoped silica and other amorphous-host lasers. *IEEE Journal of Quantum Electronics*. 2002;38(12):1629–1637. Available from: https://doi.org/10.1109/JQE.2002.805111

15. Foster S., Tikhomirov A. In Defence of the McCumber Relation for Erbium-Doped Silica and Other Laser Glasses. *IEEE Journal of Quantum Electronics*. 2009;45(10):1232–1239. Available from: https://doi.org/10.1109/JQE.2009.2022763

16. Brunel M., Vallet M., Bretenaker F., Le Floch A., Adam J.L., Duhamel-Henry N., Allain J.Y. A simple method to measure the lifetime of excited levels of rare earth ions: application to erbium ions in fluorophosphate glasses. *Optical Materials*. 1996;5(3):209–215. Available from: https://doi.org/10.1016/0925-3467(95)00060-7

17. Kuroda K., Nakandakari M., Yoshikuni Y. Metastable-state lifetime of erbium ions measured through delayed absorption in the fiber propagation direction. *Applied Physics B*. 2017;123(4). Available from: https://doi.org/10.1007/s00340-017-6674-2

18. Nakandakari M., Kuroda K., Yoshikuni Y. Metastable-state lifetime of erbium ions measured in the fiber propagation direction: Expansion of measurable fiber length. *Japanese Journal of Applied Physics*. 2017;56:11. Available from: https:// doi.org/10.7567/JJAP.56.112501

19. Yan K., Vu K., Yang Z., Wang R., Debbarma S., Luther-Davies B. Madden S. Emission properties of erbium-doped Ge-Ga-Se glasses, thin films and waveguides for laser amplifiers. *Optical Materials Express*. 2014;4(3):464–475. Available from: https://doi.org/10.1364/OME.4.000464

20. Wei T., Tian Y., Tian C., Jing X., Zhang J., Zhang L., Xu S. Optical spectroscopy and population behavior between 4I11/2 and 4I13/2 levels of erbium doped germanate glass. *Optical Materials Express*. 2014;4(10):2150–2165. Available from: https://doi.org/10.1364/OME.4.002150

21. Zhang Z.Y., Grattan K.T.V., Palmer A.W., Meggitt B.T., Sun T. Fluorescence decay-time characteristics of erbium-doped optical fiber at elevated temperatures. *Review of Scientific Instruments*. 1997;68(7):2764–2766. Available from: https://doi.org/ 10.1063/1.1148192

22. Barmenkov Yu.O., Kir'yanov A.V., Guzmán-Chávez A.D., Cruz J.L., Andrés M.V. Excited-state absorption in erbium-doped silica fiber with simultaneous excitation at 977 and 1531 nm. *Journal of Applied Physics*. 2009;106(8). Available from: https://doi.org/10.1063/1.3248369

23. Kir'yanov A.V., Barmenkov Y.O., Sandoval-Romero G.E., Escalante-Zarate L. Er³⁺ Concentration Effects in Commercial Erbium Doped Silica Fibers Fabricated Through the MCVD and DND Technologies. *IEEE Journal of Quantum Electronics*. 2013;49(6):511–521. Available from: https://doi.org/10.1109/JQE.2013.2257691

24. Shin J.H., Lee J.H. Investigation of signal excited-state absorption in bismuth-based erbium-doped fiber amplifier. *Journal of the Optical Society of America B*. 2010;27(7):1452–1457. Available from: https://doi.org/10.1364/JOSAB.27.001452

25. Kir'yanov A.V., Barmenkov Yu.O., Guzman-Chavez A.D. Er³⁺ excited-state absorption in an erbium-doped silica fiber at the wavelengths 1490–1580 and 978 nm. *Laser Physics*. 2008;18(11). Available from: https://doi.org/10.1134/S1054660X08110078

26. Bellemare A. Continuous-wave silica-based erbium-doped fibre lasers. *Progress in Quantum Electronics*. 2003;27(4): 211–266. Available from: https://doi.org/10.1016/S0079-6727(02)00025-3

27. Quimby R.S. Output saturation in a 980-nm pumped erbium-doped fiber amplifier. *Applied Optics*. 1991;30(18):2546-2552. Available from: https://doi.org/10.1364/AO.30.002546

28. Quimby R.S., Miniscalco W.J., Thompson B. Clustering in erbium-doped silica glass fibers analyzed using 980 nm excited-state absorption. *Journal of Applied Optics*. 1994;76(8):4472–4478. Available from: https://doi.org/10.1063/1.357278

29. Qi F., Huang F., Zhou L.F., Tian Y., Lei R., Ren G.Y., Zhang J., Zhang L., Xu S. Long lifetime of Er³⁺: 4111/2 in low phononenergy fluoro-chloride glasses for mid-infrared optical applications. *Journal of Alloys and Compounds*. 2018;731:418–422. Available from: https://doi.org/10.1016/j.jallcom.2017.10.020

30. Kang S., Xiao X., Pan Q., Chen D., Qiu J., Dong G. Spectroscopic properties in Er³⁺-doped germanotellurite glasses and glass ceramics for mid-infrared laser materials. *Scientific Reports*. 2017;7. Available from: https://doi.org/10.1038/srep43186

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКОН

М.В. Дашков^{1*}, К.А. Яблочкин¹

¹Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Самара, 443010, Российская Федерация *Адрес для переписки: mvd.srttc@gmail.com

Информация о статье УДК 621.391.63 Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Дашков М.В., Яблочкин К.А. Моделирование влияния акустических воздействий на поляризационные характеристики обратного рассеяния оптических волокон // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 2. С. 20–25. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-2-20-25

Аннотация: В настоящее время распределенные волоконно-оптические датчики акустических воздействий востребованы в различных отраслях экономики. Одним из вариантов реализации подобных устройств является применение методов поляризационной оптической рефлектометрии. Известно, что внешние воздействия на оптическое волокно приводят к локальным изменениям величины двулучепреломления и ориентации оптических осей участков волокна. Таким образом, анализ поляризационных характеристик обратного рассеяния может быть использован для выявления и определения параметров акустических воздействий. В работе рассмотрена математическая модель поляризационных характеристик оптического волокна с учетом влияния внешних воздействий и приведены результаты численного моделирования.

Ключевые слова: оптическое волокно, поляризация, двулучепреломление, акустические воздействия, поляризационная рефлектометрия.

Введение

В настоящее время контроль акустических (вибрационных) воздействий на основе волоконно-оптических датчиков находит широкое применение в различных приложениях: спектральная шумометрия нефтяных скважин, системы контроля состояния и выявления несанкционированного доступа на промысловых трубопроводах, системы мониторинга состояния инженерных сооружений, системы охраны периметра [1].

Принцип работы акустических волоконно-оптических датчиков основан на анализе изменений одного или нескольких параметров оптического сигнала (интенсивность, фаза, частота или состояние поляризации) в сенсорном элементе, вызванных внешними воздействиями. В зависимости от реализации датчики разделяются на дискретные, квазираспределенные и распределенные. Особый интерес для практического применения представляют распределенные датчики, сенсорным элементом в которых является оптическое волокно (OB). При этом возможна реализация протяженных сенсорных систем с высоким пространственным разрешением.

Распределенные волоконно-оптические датчики можно разделить на два класса: основанные на интерферометрических схемах и базирующиеся на явлениях обратного рассеяния в ОВ.

Интерферометрические датчики могут быть реализованы с использованием интерферометров Саньяка, Маха-Цандера или Майкельсона.

Наиболее эффективными являются распределенные датчики, базирующиеся на основе методов оптической рефлектометрии. Так, для практического применения получили распространение различные реализации на основе метода фазочувствительной (когерентной) оптической рефлектометрии [2–4]. Принцип метода основан на зондировании ОВ импульсами высококогерентного излучения и анализе вариаций параметров потока обратного рэлеевского рассеяния, вызванных локальными изменениями показателя преломления в результате внешних воздействий. Также известны применения метода бриллюэновской рефлектометрии, основанного на распределенном анализе частотного сдвига потока рассеяния Мандельштама-Бриллюэна [5].

Однако высокая стоимость подобных систем ограничивает их массовое применение. Как альтернативное решение может быть предложен метод поляризационной рефлектометрии. Принцип работы оптического поляризационного рефлектометра основан на анализе распределения состояния поляризации потока обратного рэлеевского рассеяния в ОВ [6]. Так как внешние механические воздействия приводят к изменению поляризационных характеристик ОВ [7], данный метод может быть использован для выявления, локализации и определения параметров акустических воздействий [8-12]. Для реализации данного метода требуется разработка и апробация математической модели поляризационных характеристик ОВ с учетом влияния динамических внешних механических воздействий.

Математическая модель поляризационных характеристик обратного рассеяния OB

Известно, что внешние механические воздействия вызывают изменение поляризационных характеристик ОВ [7]. В результате внешних воздействий возникает асимметричная поперечная нагрузка, а также наблюдаются изменения локальных радиусов изгиба ОВ. Данные факторы приводят к локальным изменениям двулучепреломления и вариации ориентации осей двулучепреломления участков ОВ.

Распространение излучения в ОВ с учетом поляризации может быть описано с использованием формализма матриц Джонса и Мюллера.

Модель OB с учетом поляризационных характеристик может быть представлена в виде последовательности элементарных участков, описываемых собственной величиной локального линейного и кругового двулучепреломления, а также ориентацией осей двулучепреломления.

В общем виде матрица передачи каждого сегмента ОВ описывается матрицей Джонса [12]:

$$J = \begin{pmatrix} \alpha + i\beta\cos(2q) & -\gamma + i\beta\sin(2q) \\ \gamma + i\beta\sin(2q) & \alpha - i\beta\cos(2q) \end{pmatrix},$$
 (1)

если

$$\alpha = \cos(\Delta dL), \ \beta = \frac{\delta}{2} \frac{\sin(\Delta dL)}{\Delta},$$
$$\gamma = \rho \frac{\sin(\Delta dL)}{\Delta}, \ \Delta = \sqrt{\frac{\delta^2}{4} + \rho^2},$$

где δ – коэффициент линейного двулучепреломления; ρ – круговое двулучепреломление; q – ориентация осей двулучепреломления; dL – длина элементарного сегмента ОВ. При этом выполняется условие $\alpha^2 + \beta^2 + \gamma^2 = 1$.

Учитывая, что в телекоммуникационных ОВ круговым двулучепреломлением можно пренебречь, матрица Джонса принимает вид [12]:

$$I = \begin{pmatrix} A + iB & iC \\ iC & A - iB \end{pmatrix},$$
 (2)

$$A = \cos\left(\frac{\delta dL}{2}\right), \ B = \sin\left(\frac{\delta dL}{2}\right)\cos(2q),$$
$$C = \sin\left(\frac{\delta dL}{2}\right)\sin(2q).$$

В данной работе реализация поляризационного рефлектометра предполагается в виде дополнительного блока к стандартному оптическому рефлектометру (ОР), содержащего последовательное соединение линейного оптического поляризатора и трехкаскадного волоконно-оптического контроллера поляризации (КП). Устройство согласования (УС) обеспечивает взаимную ориентацию состояния поляризации оптического излучения и линейного поляризатора. Блок управления (БУ) осуществляет координацию работы рефлектометра и драйвера. Структурная схема поляризационного рефлектометра подобной конфигурации приведена на рисунке 1.



Рис. 1. Структурная схема поляризационного рефлектометра

Схематично процесс формирования поляризационных характеристик обратного рассеяния ОВ представлен на рисунке 2.



Рис. 2. Формирование поляризационных характеристик обратного рассеяния

Сигнал обратного рассеяния, поступающего с *k*-го сегмента ОВ, будет описываться выражением:

$$V_{out} = P^T J^T_{PSC} Q_k J_{PSC} P V_{in},$$
(3)

где V_{in} , V_{out} – состояние поляризации зондирующего сигнала и сигнала обратного рассеяния, описываемые вектором Джонса, соответственно; P – матрица Джонса линейного поляризатора; J_{PSC} – матрица Джонса КП; Q_k – передаточная функция для сигнала обратного рассеяния для k-го элемента OB.

Передаточная функция для сигнала обратного рассеяния для *k*-го сегмента ОВ с учетом двойного прохода в прямом и обратном направлении описывается выражением:

$$Q_n = (J_k J_{k-1} \dots J_2 J_1)^T (J_k J_{k-1} \dots J_2 J_1) = \left(\prod_{j=1}^k J_{k-j+1} \right)^T \left(\prod_{j=1}^k J_{k-j+1} \right).$$
(4)

Любые внешние механические воздействия, прикладываемые к ОВ, будут приводить как к изменению величины локального двулучепреломления $\hat{\delta}_k(t)$, так и к изменению ориентации оптических осей $\tilde{q}_k(t)$. Изменение величины двулучепреломления вызвано явлением фотоупругости, связанным с изменением показателя преломления под действием механических напряжений. Изменение ориентации главных оптических осей будет определяться асимметрией прикладываемых внешних механических воздействий, и будет возникать как в случае радиальной нагрузки, так и при микро- и макроизгибах OB. В результате состояние поляризации оптического излучения в ОВ будет изменяться в соответствии с величиной и направлением внешних воздействий [7].

Двулучепреломление, наведенное в результате асимметричной поперечной нагрузки, определяется выражением:

$$\beta_f = 4C_s \frac{f}{\pi r E'},\tag{5}$$

где *f* – механическая нагрузка на единицу длины ОВ; *C_s* – коэффициент фотоупругости; *r* – внешний радиус оптического волокна; *E* – модуль Юнга.

Коэффициент фотоупругости рассчитывается по формуле:

$$C_s = \frac{1}{2} k_0 n_0^3 (p_{11} - p_{12}) (1 + v_p), \tag{6}$$

где $k_0 = 2\pi/\lambda$ – постоянная распространения в вакууме; n_0 – среднее значение показателя преломления; p_{11}, p_{12} – коэффициенты Поккельса; v_p – отношение Пуассона.

Двулучепреломление, наведенное в результате изгиба OB, определяется выражением:

$$\beta_f = \frac{1}{2} C_s \left(\frac{r}{R}\right)^2,\tag{7}$$

где *R* – радиус изгиба OB.

Для расчетов могут быть использованы значения для кварцевого ОВ: n = 1,46; $p_{11} = 0,12$; $p_{12} = 0,27$; $v_p = 0,17$; $E = 7,6 \cdot 10^{10}$ H/м².

Следует отметить, что оценка характера вариаций ориентации осей двулучепреломления ОВ при внешних воздействиях является более сложной задачей и потребует учета особенностей укладки ОВ в сенсорном элементе.

Результаты моделирования

Для исследования влияния внешних акустических воздействий на поляризационные характеристики обратного рассеяния было проведено численное моделирование. В стандартных ОВ без сохранения поляризации значения собственного локального линейного дву-лучепреломления распределены случайным образом по длине ОВ, и для описания статистических характеристик может быть использовано распределение Рэлея [13]. Для описания поляризационных свойств ОВ также получил применение параметр длины биений, определяемый выражением:

$$L_b = 2\pi/\delta. \tag{8}$$

При моделировании среднее значение двулучепреломления было выбрано 0,157 рад/м, что соответствует длине биений 40 м.

Распределение ориентации осей линейного двулучепреломления также моделируется случайным процессом, и скорость изменения азимута вдоль ОВ может быть описана случайным гауссовым процессом со средним нулевым и стандартным отклонением σ [13, 14]. Взаимосвязь параметра σ с длиной корреляции определяется выражением:

$$L_c = 0,879/\sigma^2.$$
 (9)

Как правило, в паспортных характеристиках ОВ указывается коэффициент поляризационной модовой дисперсии (ПМД). Можно оценить значения длины корреляции, используя известное выражение для расчета ПМД для типовых значений коэффициента (для инсталлированных кабельных линий результаты измерений показывают значения 0,03–0,08 пс/км^{0,5}):

$$\Pi M \mathcal{A}^2 = \frac{1}{3} \left(\frac{8\lambda L_c}{\pi c L_b} \right)^2 \left(\exp\left(-\frac{L}{L_c}\right) + \frac{L}{L_c} - 1 \right).$$
(10)

При моделировании были выбраны следующие исходные данные: шаг дискретизации 0,5 м; длительность зондирующего импульса 10 нс; протяженность участка ОВ, подверженного воздействиям, принималась равной 25 м при частоте акустических воздействий 20 Гц; влияние шума фотодетектора учитывалось путем добавления белого гауссового шума таким образом, чтобы отношение сигнал/шум в конце тестируемого ОВ составляло 6 дБ.

Моделирование производилось для вариаций поляризационных характеристик ОВ различного вида: периодического изменения локального линейного двулучепреломления при постоянных значениях азимута оптических осей; периодического изменения азимута оптических осей при неизменном двулучепреломлении; периодических изменений линейного двулучепреломления и азимута оптических осей.

Вызванные внешними акустическими воздействиями изменения двулучепреломления моделировались путем добавления к начальным значениям периодических вариаций в пределах 5–15 % в соответствии с заданным периодом. Аналогичным образом моделировались вариации азимута оптических осей локальных участков ОВ, при этом максимальные изменения составляли π/6. Всего генерировалось 1024 реализации поляризационных характеристик для каждого случая.

На рисунке 3 приведены примеры реализаций смоделированных нормированных поляризационных характеристик при различных видах внешних воздействий.

Анализируя полученные характеристики, можно сделать следующие выводы. Во-первых, локальные вариации двулучепреломления и ориентации оптических осей приводят к изменению поляризационных характеристик обратного рассеяния. Вовторых, изменения наблюдаются по всей протяженности ОВ, начиная с первой точки воздействия. И в-третьих, поляризационные характеристики ОВ, находящиеся за участком, подверженном воздействиям, по меньшей мере, сохраняют исходный пространственный период биений.

При определении частоты вибрации для каждой пространственной точки набора полученных поляризационных характеристик обратного рассеяния вычислялись спектральные характеристики вариации сигнала.

На рисунке 4 приведены примеры временных диаграмм вариации поляризационных характеристик обратного рассеяния и вычисленных спектральных зависимостей для отдельных точек OB, подверженного воздействиям.



Рис. 3. Примеры реализаций поляризационных характеристик обратного рассеяния вариаций величины двулучепреломления (а) и азимута оптических осей (б)



Рис. 4. Временные диаграммы (а, б, в) и соответствующие спектральные зависимости (г, д, е) вариаций поляризационных характеристик обратного рассеяния для отдельных точек OB

На рисунке 5 приведены распределения детектируемых частот воздействий по длине участка ОВ. В результате анализа полученных результатов было определено, что в отдельных точках ОВ детектируемая частота соответствовала действительной частоте воздействия (см. рисунок 5а), в некоторых точках наблюдалось проявление второй гармоники (см. рисунок 5б), в некоторых точках в спектре проявлялись две компоненты, соответствующие основной частоте и второй гармоники.



Рис. 5. Амплитуды спектральных составляющих, соответствующих частотам воздействия 20 Гц (а) и 40 Гц (б

Заключение

Первый этап экспериментальных исследований, проведенных в лаборатории кафедры ЛС и ИТС ПГУТИ, продемонстрировал схожий характер наблюдаемых эффектов. В частности, при влиянии контролируемых периодических изгибов ОВ, в спектре вариаций локальных уровней поляризованных характеристик обратного рассеяния также наблюдались проявления основной частоты воздействия и ее второй гармоники.

Полученные результаты моделирования свидетельствуют о потенциальной возможности применения поляризационной рефлектометрии для распределенного анализа акустических воздействий на ОВ. Выявленные особенности спектральных зависимостей, связанные с наличием дополнительных гармоник, должны быть учтены при разработке методики анализа поляризационных характеристик обратного рассеяния и определении параметров акустического воздействия. Дальнейшие работы по данному направлению требуют проведения детального экспериментального исследования и должны обеспечить возможность локализации участка, подверженному воздействиям.

БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18-38-00506 мол_а.

Список используемых источников

1. Liu X., Jin B., Bai Q., Wang Y., Wang D., Wang Y. Distributed Fiber-Optic Sensors for Vibration Detection // Sensor. 2016. Vol. 16. Iss. 8. DOI:10.3390/s16081164

2. Juškaitis R., Mamedov A.M., Potapov V.T., Shatalin S.V. Interferometry with Rayleigh backscattering in a single-mode optical fiber // Optics Letters. 1994. Vol. 19. Iss. 3. PP. 225–227. DOI:10.1364/OL.19.000225

3. Gorshkov B.G., Paramonov V.M., Kurkov A.S., Kulakov A.T., Zazirnyi M.V. Distributed external-action sensor based on phase-sensitive fiber optic reflectometer // Quantum Electronics. 2006. Vol. 36. Iss. 10. PP. 963–965. DOI:10.1070/ QE2006v036n10ABEH013273

4. Eickhoff W., Ulrich R. Optical frequency domain reflectometry in single-mode fiber // Applied Physics Letters. 1981. Vol. 39. Iss. 9. PP. 693–695. DOI:10.1063/1.92872

5. Bernini R., Minardo A., Zeni L. Dynamic strain measurement in optical fibers by stimulated Brillouin scattering // Optics Letters. 2009. Vol. 34. Iss. 17. PP. 2613–2615. DOI:10.1364/OL.34.002613

6. Rogers A.J. Polarization-optical time domain reflectometry: A technique for the measurement of field distributions // Applied Optics. 1981. Vol. 20. Iss. 6. PP. 1060–1074. DOI:10.1364/AO.20.001060

7. Rashleigh S.C. Origins and control of polarization effects in singlemode fibers // Journal of Lightwave Technology. 1983. Vol. 1. Iss. 2. PP. 312–331. DOI:10.1109/JLT.1983.1072121

8. Zhang Z., Bao X. Distributed optical fiber vibration sensor based on spectrum analysis of Polarization-OTDR system // Optics Express. 2008. Vol. 16. Iss. 14. PP. 10240–10247. DOI:10.1364/OE.16.010240

9. Linze N., Tihon P., Verlinden O., Mégret P., Wuilpart M. Quasi-distributed vibration sensor based on polarization-sensitive measurement // Proceedings of the 21st International Conference on Optical Fibre Sensors (OFS21, Ottawa, Canada, 15–19 May 2011). SPIE. Digital Library, 2011. Vol. 7753. DOI:10.1117/12.885882

10. Linze N., Mégret P., Wuilpart M. Development of an Intrusion Sensor Based on a Polarization–OTDR System // IEEE Sensors Journal. 2012. Vol. 12. Iss. 10. PP. 3005–3009. DOI:10.1109/JSEN.2012.2207716

11. Linze N., Tihon P., Verlinden O., Megret P., Wuilpart M. Development of a multi-point polarization-based vibration sensor // Optics Express. 2013. Vol. 21. Iss. 5. PP. 5606–5624. DOI:10.1364/OE.21.005606

12. Wuilpart M., Rogers A.J., Megret P., Blondel M. Fully distributed polarization properties of an optical fiber using the backscattering technique // Proceedings of International Conference on Application of Photonic Technology 4 (ICAPT, Quebec City, Canada, 12–16 June 2000). SPIE. Digital Library, 2000. PP. 396–404. DOI:10.1117/12.406431

13. Wuilpart M., Crunelle C., Megret P. High dynamic polarization-OTDR for the PMD mapping in optical fiber links // Optics communications. 2007. Vol. 269. Iss. 2. PP. 315–321. DOI:10.1016/j.optcom.2006.08.041

14. Wai P.K.A., Menyuk C.R. Polarization mode dispersion, decorrelation, and diffusion in optical fibers with randomly varying birefringence // Journal of Lightwave Technology. 1996. Vol. 14. Iss. 2. PP. 148–157. DOI:10.1109/50.482256

* * *

SIMULATION OF POLARIZATION BACKSCATTERING CHARACTERISTICS OF OPTICAL FIBERS UNDER ACOUSTICAL ACTION

M. Dashkov¹, K. Yablochkin¹

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

Article info

Article in Russian

For citation: Dashkov M., Yablochkin K. Simulation of Polarization Backscattering Characteristics of Optical Fibers under Acoustical Action. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(2):20–25. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-2-20-25

Abstract: At present distributed optical fiber acoustic sensors are needed for various applications. Those systems can be realized using polarization optical reflectometry. External mechanical action on optical fiber causes local birefringence changes and variations of optical axis orientation. Thus, analysis of polarized backscattered characteristics can be applied for detection and estimation of acoustic action parameters. Mathematial model of polarization characteristics of optical fiber and results of competer simulation are represented in paper.

Keywords: optical fiber, polarization, birefringence, acoustic action, polarization reflectometry.

References

1. Liu X., Jin B., Bai Q., Wang Y., Wang D., Wang Y. Distributed Fiber-Optic Sensors for Vibration Detection. *Sensor*. 2016;16(8). Available from: https://doi.org/10.3390/s16081164

2. Juškaitis R., Mamedov A.M., Potapov V.T., Shatalin S.V. Interferometry with Rayleigh backscattering in a single-mode optical fiber. *Optics Letters*. 1994;19(3):225–227. Available from: https://doi.org/10.1364/OL.19.000225

3. Gorshkov B.G., Paramonov V.M., Kurkov A.S., Kulakov A.T., Zazirnyi M.V. Distributed external-action sensor based on phase-sensitive fiber optic reflectometer. *Quantum Electronics*. 2006;36(10):963–965. Available from: https://doi.org/10. 1070/QE2006v036n10ABEH013273

4. Eickhoff W., Ulrich R. Optical frequency domain reflectometry in single-mode fiber. *Applied Physics Letters*. 1981;39(9): 693–695. Available from: https://doi.org/10.1063/1.92872

5. Bernini R., Minardo A., Zeni L. Dynamic strain measurement in optical fibers by stimulated Brillouin scattering. *Optics Letters*. 2009;34(17):2613–2615. Available from: https://doi.org/10.1364/0L.34.002613

6. Rogers A.J. Polarization-optical time domain reflectometry: A technique for the measurement of field distributions. *Applied Optics*. 1981;20(6):1060–1074. Available from: https://doi.org/10.1364/A0.20.001060

7. Rashleigh S.C. Origins and control of polarization effects in singlemode fibers. *Journal of Lightwave Technology*. 1983; 1(2):312–331. Available from: https://doi.org/10.1109/JLT.1983.1072121

8. Zhang Z., Bao X. Distributed optical fiber vibration sensor based on spectrum analysis of Polarization-OTDR system. *Optics Express*. 2008;16(14):10240–10247. Available from: https://doi.org/10.1364/OE.16.010240

9. Linze N., Tihon P., Verlinden O., Mégret P., Wuilpart M. Quasi-distributed vibration sensor based on polarization-sensitive measurement. *Proceedings of the 21st International Conference on Optical Fibre Sensors (OFS21), 15–19 May 2011, Ottawa, Canada.* SPIE. Digital Library; 2011. Vol. 7753. Available from: https://doi.org/10.1117/12.885882

10. Linze N., Mégret P., Wuilpart M. Development of an Intrusion Sensor Based on a Polarization–OTDR System. *IEEE Sensors Journal*. 2012;12(10):3005–3009. Available from: https://doi.org/10.1109/JSEN.2012.2207716

11. Linze N., Tihon P., Verlinden O., Megret P., Wuilpart M. Development of a multi-point polarization-based vibration sensor. *Optics Express*. 2013;21(5):5606–5624. Available from: https://doi.org/10.1364/OE.21.005606

12. Wuilpart M., Rogers A.J., Megret P., Blondel M. Fully distributed polarization properties of an optical fiber using the backscattering technique. *Proceedings of International Conference on Application of Photonic Technology 4 (ICAPT), 12–16 June 2000, Quebec City, Canada.* SPIE. Digital Library; 2000. PP. 396–404. Available from: https://doi.org/10.1117/12.406431

13. Wuilpart M., Crunelle C., Megret P. High dynamic polarization-OTDR for the PMD mapping in optical fiber links. *Optics communications*. 2007;269(2):315–321. Available from: https://doi.org/10.1016/j.optcom.2006.08.041

14. Wai P.K.A., Menyuk C.R. Polarization mode dispersion, decorrelation, and diffusion in optical fibers with randomly varying birefringence. *Journal of Lightwave Technology*. 1996;14(2):148–157. Available from: https://doi.org/10.1109/50.482256

МОДОВАЯ ДИСКРИМИНАЦИЯ В МИКРОСТРУКТУРИРОВАННЫХ СВЕТОВОДАХ С ТРИГОНАЛЬНОЙ СИММЕТРИЕЙ ОБОЛОЧКИ

Дукельский К.В.^{1, 2*}

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,

Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

²Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики,

Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация

*Адрес для переписки: vicerector.sc@sut.ru

Информация о статье

УДК 681.7.068, 535.3 Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Дукельский К.В. Модовая дискриминация в микроструктурированных световодах с тригональной симметрией оболочки // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 2. С. 26–34. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-2-26-34

Аннотация: Предложена и численно проанализирована конструкция микроструктурированного световода с сердцевиной диаметром 35 мкм и тригональной вращательной симметрией оболочки, обеспечивающей более 50 % дискриминации высших модовых компонент. На основе сравнения значений эффективной площади поля и пространственного распределения интенсивности излучения фундаментальной и группы наиболее конкурентных мод высшего порядка показано, что оптические элементы с отношением пустот малого и большого диаметра d₂/d₁ = 0,40 в рамках рассматриваемой симметрии способны поддерживать квазиодномодовый режим в пассивном и активном исполнении на длине волны 1550 нм.

Ключевые слова: микроструктурированный световод, большая сердцевина, симметрия оболочки, модовая дискриминация, эффективная площадь модового поля, интеграл перекрытия.

Введение

Отличительной особенностью теории и технологии микроструктурированных световодов, отражающая оболочка которых образована геометрически упорядоченным набором соосных пустот круглого сечения в матрице из кварцевого стекла, является отсутствие ограничений на размер сердцевины в одномодовом режиме распространения излучения [1-3]. Это обстоятельство позволяет позиционировать такие волокна в качестве перспективных оптических элементов для создания мощных волоконных лазеров и усилителей с близкой к дифракционной расходимостью излучения и минимальными нелинейными искажениями, охватывающих спектральный диапазон от 1000 до 2200 нм [4-7]. К настоящему времени уже продемонстрированы прототипы одномодовых лазерных микроструктурированных световодов с сердцевиной диаметром от 35 до 100 мкм, средняя мощность на выходе которых достигает нескольких сотен Вт [8-15], а пиковая - более 1 МВт [16, 17].

Дополнение конструкции волокон рассматриваемого класса наружной отражающей оболочкой, с одной стороны, обеспечивает механизм накачки активной (легированной ионами редкоземельных металлов – Yb³⁺ для генерации излучения на длине волны вблизи 1050 нм, Ег³⁺ для генерации излучения на длине волны вблизи 1550 нм, Tm³⁺ для генерации излучения на длине волны вблизи 2000 нм) области сердцевины, однако с другой - способствует локализации в ней нескольких пространственных мод [11, 14, 15]. Это существенно ухудшает качество лазерного луча на выходе световода и вынуждает использовать средства подавления мод высшего порядка для поддержания гауссовского профиля интенсивности в поперечном сечении светового пятна. Одномодовый режим генерации излучения достигается в подобных структурах в результате дифференциального усиления фундаментальной моды, поле которой имеет больший, чем у высших мод, интеграл перекрытия с активной областью сердцевины [18]. Вместе с тем, как показано в работах [17, 19-23], даже незначительное изменение размеров наружной отражающей оболочки может отрицательно сказываться на эффективности механизма дифференциального модового усиления вследствие пространственного преобразования фундаментальной и группы наиболее конкурентных высших мод. Задачей дальнейших разра-

26

боток, таким образом, становится поиск новых или оптимизация известных световодных структур с сердцевиной диаметром в несколько десятков микрометров и двойной оболочкой, обладающих высоким контрастом показателей преломления сердцевины и внутренней оболочки и обеспечивающих усиление преимущественно мощности фундаментальной моды в условиях сравнительно сильной модовой конкуренции.

Исследования последних лет [24-28] показывают, что нарушение классической гексагональной вращательной симметрии микроструктурированного световода является одним из наиболее предпочтительных способов увеличения дискриминации мод высшего порядка, минимизирующих величину интеграла перекрытия поля этих мод с активной областью сердцевины. Цель настоящей работы заключалась в применении концепции двойной оболочки к микроструктурированным световодам с тригональной вращательной симметрией, ранее положительно зарекомендовавших себя в управлении процессами локализации (удержания) и делокализации (вытекания) селективных модовых компонент [29, 30], и изучении влияния геометрических параметров внутренней оболочки на степень дискриминации высших модовых компонент, определяющей возможность достижения одномодового режима генерации излучения.

Анализ оптических свойств световодных структур предложенной конструкции осуществлялся широко распространенным методом конечных элементов в многофункциональной программной среде COMSOL Multiphysics в режиме RF Module \rightarrow Perpendicular Waves \rightarrow Hybrid-Mode Waves \rightarrow Mode Analysis [31]. Как видно из рисунка 1, принцип построения внутренней оболочки таких волокон основан на чередовании пустот или секций пустот различного диаметра, в результате которого происходит преобразование типичной для всего класса микроструктурированных световодов гексагональной вращательной симметрии (см. рисунок 1а) в тригональную (см. рисунок 1б). Поясним, что заполненный стеклом участок в центре структуры представляет собой сердцевину световода диаметром 35 мкм, а область из большого количества идентичных пустот наименьшего из представленных диаметра, 10 мкм, в периферийной ее части наружную оболочку диаметром 230 мкм. Размеры внутренней оболочки ограничиваются третьим по удаленности от сердцевины порядком пустот максимального диаметра, 23,3 мкм, и составляют 200 мкм. На рисунке 1 обозначены: Л – шаг структуры (расстояние между центрами соседних пустот); *d* – диаметр пустот в световоде с гексагональной вращательной симметрией; *d*₁ и *d*₂ – диаметры пустот большого и малого диаметра соответственно в световоде с тригональной вращательной симметрией.



Рис. 1. Схематическое изображение поперечного сечения микроструктурированного световода с гексагональной (а) и тригональной (б) вращательной симметрией

Для выполнения поставленной цели работы наибольший интерес представляли значения эффективного показателя преломления отдельных модовых компонент, поперечное распределение их электрического или магнитного поля, а также величина потерь на вытекание излучения из сердцевины. Корректность оценки перечисленных характеристик обеспечивалась использованием модели световода с идеальным согласованным слоем (PML, om англ. Perfectly Matched Layer) [32] в качестве неотражающего граничного условия для системы уравнений Максвелла. Критерием выбора толщины слоя PML (от 5 до 10 длин волн излучения) было не более чем 10-процентное отличие значений мнимой части эффективного показателя преломления фундаментальной моды при различных размерах единичного элемента сетки разбиения модели поперечного сечения световода.

Поиск мод выполнялся по апробированной ранее методике [33–35], а именно, на основании численного решения системы линейных уравнений Максвелла для случая однородного изотропного диэлектрика в отсутствии свободных зарядов и токов. Уравнения Максвелла сводились к волновым уравнениям для векторов напряженности электрического (*E*) и магнитного (*B*) поля. В силу идентичности записи волновых уравнений для обоих указанных векторов приведем выражение только для вектора *E* [36]:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times E\right) - k_0^2 \varepsilon E = 0, \qquad (1)$$

где k_0 – волновое число в вакууме ($k_0 = 2\pi/\lambda$); є – диэлектрическая проницаемость (є = n^2 , n – показатель преломления среды); μ – магнитная проницаемость.

С учетом наличия упомянутого выше идеального согласованного слоя уравнение (1) преобразовывалось к виду [37]:

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu'} \nabla \times \frac{1}{[S]} E\right) - k_0^2 \varepsilon' \frac{1}{[S]} E = 0, \qquad (2)$$

где є' и µ' – модифицированные диэлектрическая и магнитная проницаемости соответственно; [S] – матрица коэффициентов слоя PML [37].

Решением уравнения (2) было уравнение электромагнитной волны, распространяющейся вдоль направления *z*-оси световода [36]:

$$E(z,t) = E_0 \exp\left[j\left(\omega t - \frac{\omega}{c}n_{\rm eff}z\right)\right],\tag{3}$$

где E_0 – амплитуда напряженности электрического поля; ω – круговая частота; c – скорость света в вакууме; t – время.

Эффективный показатель преломления *n*eff определялся автоматически из уравнения (3). Сложность заключалась в интерпретации синтезированных решений в терминах линейнополяризованных мод, что осуществлялось путем поиска аналогии с модами традиционных кварцевых волокон, сердцевина и оболочка которых выполнены из сплошных оптических сред, однако с учетом перехода от круговой симметрии вращения к гексагональной, а затем тригональной. Точная идентификация модовых компонент производилась в результате сопоставления вычисленных поперечных распределений интенсивности и силовых линий поля с известными однозначно интерпретируемыми распределениями [38].

Для получения количественной характеристики поперечного распределения электрического поля использовался параметр эффективной площади модового поля A_{eff}, адаптированный к анализу мод как низкого, так и высокого порядка. Расчет производился в соответствии с выражением [39]:

$$A_{\rm eff} = \frac{\left(\iint_{-\infty}^{\infty} |E_z(x,y)|^2 dx dy\right)^2}{\iint_{-\infty}^{\infty} |E_z(x,y)|^4 dx dy},\tag{4}$$

где $E_z(x,y)$ – поперечная составляющая электрического поля.

Синтезированные значения эффективного показателя преломления отдельных модовых компонент, представленные в комплексной форме ввиду интеграции в модель световода слоя РМL, позволили рассчитать величину потерь соответствующих мод на вытекание излучения из сердцевины и охарактеризовать тем самым степень их дискриминации в рамках геометрии (см. рисунок 16). Величина потерь на вытекание излучения (в дБ/км) вычислялась из соотношения [40]:

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{20}{\ln(10)} 10^9 \text{Im}(n_{\text{eff}}),$$
 (5)

где Im – оператор взятия мнимой части.

По аналогии с микроструктурированными световодами, обладающими гексагональной вращательной симметрией, волноводные моды световодов с тригональной симметрией вращения формируются за счет традиционного для волоконной оптики явления – эффекта полного внутреннего отражения на границе раздела двух сред с различными значениями показателя преломления. Единственное обстоятельство, которое принципиально отличает световоды со сплошной и структурированной оболочками, это наличие и отсутствие выраженной границы между упомянутыми средами для рассматриваемых в настоящей работе объектов эта граница является эффективной и варьируется в зависимости от геометрических параметров. По этой причине в определенном диапазоне значений Λ и *d* вводимое в сердцевину излучение, переносимое единственной или группой модовых компонент, может интенсивно проникать вглубь оболочки, существенно изменяя характер распределения интенсивности излучения в поперечном сечении световода. При условии построения структуры системой пустот в конфигурации, способствующей делокализации высших мод, при условии сохранения высокой направляемости излучения фундаментальной моды возможно добиться решения поставленной в работе задачи.

На рисунке 2 приведены поперечные распределения интенсивности излучения фундаментальной (LP01) и наиболее конкурентной с ней первой высшей (LP11) пространственных мод в рамках концепции микроструктурированного световода с тригональной вращательной симметрией. Представленные на рисунке 2 профили мод свидетельствуют, по меньшей мере, о двух обстоятельствах, имеющих место при уменьшении отношения d_2/d_1 . Во-первых, наблюдается преобразование формы поперечного распределения интенсивности излучения - она становится близкой к треугольной, что согласуется непосредственно с симметрией структуры. Во-вторых, электрическое поле моды LP11 в более значительной степени по сравнению с электрическим полем моды LP01 проникает вглубь оболочки, заполняя собой почти все поперечное сечение в случае $d_2/d_1 = 0,30$. Как оказалось, эта особенность характерна и для мод более высокого порядка (рисунок 3).

Сравнение профилей мод и значений интеграла перекрытия поля мод с областью сердцевины (см. рисунок 3) убедительно показывает более высокую степень вытеснения электрического поля модовых компонент LP_{21} и LP_{02} из сердцевины в оболочку, что имеет своим следствием их высокую дискриминацию без необходимости применения специальных мер для модовой фильтрации, например, использования изгиба, как это было со структурами гексагонального типа [41].

Другими словами, применительно к микроструктурированным световодам с тригональной вращательной симметрией можно говорить о наличии дополнительной степени свободы в части управления пространственными характеристиками возбуждаемых модовых компонент высокого порядка. Это потенциально актуализирует возможность дискриминации всех, за исключением *LP*₀₁, мод при относительно высокой доле пустот, обеспечивающей устойчивость моды *LP*₀₁ к искажениям световодного тракта (микро- и макроизгибам).



Рис. 2. Поперечное распределение интенсивности излучения мод LP_{01} и LP_{11} в микроструктурированном световоде при уменьшении отношения пустот малого и большого диаметра: $d_2/d_1 = 1,00$ (a, д); $d_2/d_1 = 0,80$ (б, е); $d_2/d_1 = 0,60$ (в, ж); $d_2/d_1 = 0,30$ (г, и). Длина волны излучения 1550 нм



Рис. 3. Поперечное распределение интенсивности излучения мод LP₀₁ (a), LP₁₁ (б), LP₂₁ (в) и LP₀₂ (г) в микроструктурированном световоде при фиксированном отношении пустот малого и большого диаметра d₂/d₁ = 0,40. Длина волны излучения 1550 нм. На изображениях приведены значения интеграла перекрытия поля мод с областью сердцевины

Отметим, что при максимальном отношении пустот малого и большого диаметра $d_2/d_1 = 1,00$ (частный случай гексагональной структуры с шестью пустотами равного диаметра в ближнем к сердцевине порядке) световоды характеризуются режимом распространения нескольких пространственных мод как на коротких, так и сравнительно больших длинах ввиду *d*/Л > 0,45 [2, 42]. Однако по мере уменьшения отношения *d*₂/*d*₁ световоды приобретают тенденцию к пространственной деформации поперечного распределения интенсивности излучения и, как следствие, делокализации мод высшего порядка за пределы сердцевины. Поэтому в качестве следующего шага необходимо было определить критическое значение отношения d_2/d_1 , при котором уже не наблюдается примеси высшей моды в оптическом сигнале на выходе световода сколь угодно малой длины (речь идет о реальных длинах, которые могут использоваться в лазерной технике, например, несколько десятков сантиметров). Для

решения этой задачи был разработан способ оценки примеси модовых компонент высшего порядка, базирующийся на сопоставлении эффективных площадей поля высших мод с аналогичным параметров фундаментальной моды. Возможности способа проиллюстрированы на рисунке 4. Моды *LP*₁₁ и *LP*₀₂ отсекаются при отношении $d_2/d_1 \sim 0,40$, а мода LP_{21} при *d*₂/*d*₁ ~0,50, что эквивалентно установлению квазиодномодового режима распространения излучения. Критерием «отсечки» служило более чем двукратное увеличение площади поля перечисленных модовых компонент по сравнению с фундаментальной модой, следствием которого было вытекание основной доли мощности из сердцевины в оболочку. Несмотря на тот факт, что мода *LP*01 стабильно удерживается в пределах сердцевины вплоть до значения $d_2/d_1 = 0,10$ (эффективная площадь поля моды растет незначительно), вполне естественна рекомендация использования световода с максимально возможным отношением *d*₂/*d*₁. Таким образом, на основании анализа пространственного распределения интенсивности излучения и оценки эффективной площади модового поля в качестве оптического элемента, поддерживающего распространение единственной фундаментальной моды, был выбран световод с отношением $d_2/d_1 = 0,40$.



Рис. 4. Эволюция эффективной площади поля первых четырех пространственных мод микроструктурированного световода в зависимости от отношения d₂/d₁. Длина волны излучения 1550 нм

Рисунок 5 подтверждает высказанное утверждение об ухудшении направляемых свойств высшей моды в микроструктурированном световоде с тригональной вращательной симметрией по сравнению со световодом, имеющим гексагональную симметрию вращения, за счет большего проникновения ее электрического поля вглубь оболочки.



Рис. 5. Потери на вытекание излучения моды LP₁₁ в микроструктурированных световодах с различной симметрией вращения. Длина волны излучения 1550 нм

Из сравнения кривых, приведенных на рисунке 5, видно, что потери на вытекание моды LP_{11} в тригональной структуре превышают 10^3 дБ/км в области значений $d_2/d_1 < 0,45$ и, по тенденции кривой, должны составлять более 10^4 дБ/км при $d_2/d_1 = 0,40$, в то время как гексагональная структура обеспечивает потери на уровне не более 1 дБ/км, чего явно недостаточно для существенной делокализации моды за пределы сердцевины. Добавим, что с целью корректного сравнения структур световод с гексагональной системой характеризовался пустотами равного диаметра, суммарная доля которых была эквивалентна доле пустот в световоде с тригональной системой.

Для формирования расширенного представления о процессах, ответственных за делокализацию мод высшего порядка, была изучена эволюция вещественной части эффективного показателя преломления отдельных модовых компонент по мере уменьшения отношения d_2/d_1 , аналогично описанным ранее исследованиям (рисунок 6).



Как оказалось, процессы делокализации направляемых мод LP_{11} , LP_{21} и LP_{02} основаны на фазовом согласовании, имеющем место при совпадении эффективных показателей преломления упомянутых мод с показателем преломления ненаправляемой фундаментальной моды оболочки (FSM, от англ. Fundamental Space-Filling Mode). Последняя, в силу локализации почти полностью в оболочке, обладает чрезмерными потерями на вытекание излучения, на уровне 10⁵ дБ/км. Поэтому при достижении определенных значений d2/d1, отвечающих равенэффективных показателей преломления CTBV направляемых и ненаправляемой мод, происходит их связывание с последующим возрастанием потерь излучения и делокализацией за пределы сердцевины. В частности, мода *LP*₀₂ фактически отсекается в области значений $d_2/d_1 \sim 0,80$, мода LP_{21} – ~0,75, мода *LP*₁₁ - ~0,30.

Таким образом, выбор в пользу световода с отношением $d_2/d_1 = 0.40$ как объекта для передачи излучения в режиме, близком к одномодовому, был сделан корректно.

Далее, возвращаясь к концепции двойной отражающей оболочки, обеспечивающей механизм накачки активной области сердцевины, были оценены величины интеграла перекрытия полей фундаментальной и первой высшей мод с активной областью применительно к микроструктурированному световоду рассматриваемой конструкции. Для этого считали, что 85 % площади сердцевины легировано ионами Er^{3+} в концентрации достаточной для усиления оптического сигнала на длине волны 1550 нм при накачке на длине волны 980 нм. Результаты численной оценки приведены на рисунке 7.



Рис. 7. Интеграл перекрытия электрического поля мод LP₀₁ и LP₁₁ и дискриминация моды LP₁₁ в микроструктурированном световоде с тригональной вращательной симметрией и 85 % заполнением площади сердцевины ионами Er³⁺

Для оптического элемента с выбранным отношением $d_2/d_1 = 0,40$, отвечающим квазиодномодовому режиму распространения излучения в пассивном световоде, характерно не более 30 % перекрытия электрического поля моды LP_{11} с активной областью сердцевины и более 50 % ее дискриминации относительно моды LP_{01} в световоде, активированном ионами Er^{3+} (см. рисунок 7). По оценке [43], полученных значений может быть достаточно для реализации на практике активного световода, генерирующего излучение с близкой к дифракционной расходимостью на длине волны 1550 нм, в результате усиления преимущественно мощности моды *LP*₀₁.

Таким образом, в работе предложена и численно проанализирована конструкция микроструктурированного световода с сердцевиной диаметром 35 мкм и нетипичной тригональной вращательной симметрией, обеспечивающей высокий уровень дискриминации модовых компонент высшего порядка. Показано, что оптические элементы с отношением пустот малого и большого диаметра $d_2/d_1 =$ 0,40 в рамках рассматриваемой геометрии способны поддерживать квазиодномодовый режим в пассивном и активном исполнении. Такие волокна могут найти применение в качестве средств передачи мощного лазерного излучения с минимальными нелинейными искажениями или элементов лазерных и усилительных систем с высоким качеством светового пятна, функционирующих в спектральной области около 1550 нм.

БЛАГОДАРНОСТИ

Автор выражает благодарность сотруднику АО «НПО ГОИ им. С.И. Вавилова» В.В. Демидову за помощь в проведении численного анализа и интерпретации полученных результатов.

Список используемых источников

1. Russell P. Photonic Crystal Fibers // Science. 2003. Vol. 299. Iss. 5605. PP. 358–362. DOI:10.1126/science.1079280

2. Russell P.St.J. Photonic-Crystal Fibers // Journal of Lightwave Technology. 2006. Vol. 24. Iss. 12. PP. 4729-4749.

3. Arismar C.S.Jr. Recent progress and novel applications of photonic crystal fibers // Reports on Progress in Physics. 2010. Vol. 73. Iss. 2. DOI:10.1088/0034-4885/73/2/024401

4. Tünnermann A., Schreiber T., Röser F., Liem A., Höfer S., Zellmer H., et al. The renaissance and bright future of fibre lasers // Journal of Physics B: Atomic, Molecular and Optical Physics. 2005. Vol. 38. Iss. 9. PP. S681–S693. DOI:10.1088/0953-4075/38/9/016

5. Knight J.C. Photonic crystal fibers and fiber lasers (Invited) // Journal of the Optical Society of America B. 2007. Vol. 24. Iss. 8. PP. 1661–1668. DOI:10.1364/JOSAB.24.001661

6. Richardson D.J., Nilsson J., Clarkson W.A. High power fiber lasers: current status and future perspectives [Invited] // Journal of the Optical Society of America B. 2010. Vol. 27. Iss. 11. PP. B63–B92. DOI:10.1364/JOSAB.27.000B63

7. Dong L. Advanced Optical Fibers for High Power Fiber Lasers // Advances in Optical Fiber Technology: Fundamental Optical Phenomena and Applications. 2015. PP. 221–252. DOI:10.5772/58958

8. Limpert J., Deguil-Robin N., Manek-Hönninger I., Salin F., Röser F., Liem A., et al. High-power rod-type photonic crystal fiber laser // Optics Express. 2005. Vol. 13. Iss. 4. PP. 1055–1058. DOI:10.1364/OPEX.13.001055

9. Limpert J., Schmidt O., Rothhardt J., Röser F., Schreiber T., Tünnermann A., et al. Extended single-mode photonic crystal fiber lasers // Optics Express. 2006. Vol. 14. Iss. 7. PP. 2715–2720. DOI:10.1364/OE.14.002715

10. Schmidt O., Rothhardt J., Eidam T., Röser F., Limpert J., Tünnermann A., et al. Single-polarization ultra-large-mode-area Yb-doped photonic crystal fiber // Optics Express. 2008. Vol. 16. Iss. 6. PP. 3918–3923. DOI:10.1364/OE.16.003918

11. Stutzki F., Jansen F., Eidam T., Steinmetz A., Jauregui C., Limpert J., et al. High average power large-pitch fiber amplifier with robust single-mode operation // Optics Letters. 2011. Vol. 36. Iss. 5. PP. 689–691. DOI:10.1364/OL.36.000689

12. Jansen F., Stutzki F., Liem A., Jauregui C., Limpert J., Tünnermann A. 26 mJ pulse energy Q-switched large-pitch fiber laser systems with excellent beam quality // Proceedings of SPIE LASE. Fiber Lasers IX: Technology, Systems, and Applications (San Francisco, USA, 21–26 January 2012). SPIE. Digital Library, 2012. Vol. 8237. DOI:10.1117/12.908261

13. Gaida C., Stutzki F., Jansen F., Otto H.-J., Eidam T., Jauregui C., et al. Triple-clad large-pitch fibers for compact high-power pulsed fiber laser systems // Optics Letters. 2014. Vol. 39. Iss. 2. PP. 209–211. DOI:10.1364/OL.39.000209

14. Otto H.-J., Stutzki F., Modsching N., Jauregui C., Limpert J., Tünnermann A. 2 kW average power from a pulsed Yb-doped rod-type fiber amplifier // Optics Letters. 2014. Vol. 39. Iss. 22. PP. 6446–6449. DOI:10.1364/OL.39.006446

15. Stutzki F., Jauregui C., Limpert J., Tünnermann A. Optimizing large-pitch fibers for higher average powers // Proceedings of SPIE. Photonics Europe. Micro-Structured and Specialty Optical Fibres IV (Brussels, Belgium, 3–7 April 2016). SPIE. Digital Library, 2016. Vol. 9886. DOI:10.1117/12.2230657

16. Brooks C.D., Di Teodoro F. Multimegawatt peak-power, single-transverse-mode operation of a 100 μm core diameter, Yb-doped rodlike photonic crystal fiber amplifier // Applied Physics Letters. 2006. Vol. 89. Iss. 11. DOI:10.1063/1.2348742

17. Eidam T., Rothhardt J., Stutzki F., Jansen F., Hädrich S., Carstens H., et al. Fiber chirped-pulse amplification system

emitting 3.8 GW peak power // Optics Express. 2011. Vol. 19. Iss. 1. PP. 255–260. DOI:10.1364/OE.19.000255

18. Jauregui C., Limpert J., Tünnermann A. High-power fibre lasers // Nature Photonics. 2013. Vol. 7. PP. 861–867. DOI:10.1038/nphoton.2013.273

19. Jansen F., Stutzki F., Jauregui C., Limpert J., Tünnermann A. Avoided crossings in photonic crystal fibers // Optics Express. 2011. Vol. 19. Iss. 14. PP. 13578–13589. DOI:10.1364/OE.19.013578

20. Poli F., Coscelli E., Alkeskjold T.T., Passaro D., Cucinotta A., Leick L., et al. Cut-off analysis of 19-cell Yb-doped doublecladding rod-type photonic crystal fibers // Optics Express. 2011. Vol. 19. Iss. 10. PP. 9896–9907. DOI:10.1364/0E.19.009896

21. Coscelli E., Poli F., Alkeskjold T.T., Salin F., Leick L., Broeng J., et al. Single-Mode Design Guidelines for 19-Cell Double-Cladding Photonic Crystal Fibers // Journal of Lightwave Technology. 2012. Vol. 30. Iss. 12. PP. 1909–1914.

22. Poli F., Coscelli E., Alkeskjold T.T., Sozzi M., Cucinotta A., Selleri S., et al. Avoided-crossing based modal cut-off analysis of 19-cell double-cladding photonic crystal fibers // Proceedings of SPIE LASE. Fiber Lasers IX: Technology, Systems, and Applications (San Francisco, USA, 21–26 January 2012). SPIE. Digital Library, 2012. Vol. 8237. DOI:10.1117/12.906381

23. Jansen F., Stutzki F., Otto H.-J., Eidam T., Liem A., Jauregui C., et al. Thermally induced waveguide changes in active fibers // Optics Express. 2012. Vol. 20. Iss. 4. PP. 3997–4008. DOI:10.1364/OE.20.003997

24. Stutzki F., Jansen F., Jauregui C., Limpert J., Tünnermann A. Non-hexagonal Large-Pitch Fibers for enhanced mode discrimination // Optics Express. 2011. Vol. 19. Iss. 13. PP. 12081–12086. DOI:10.1364/0E.19.012081

25. Stutzki F., Jansen F., Otto H.-J., Jauregui C., Limpert J., Tünnermann A. Designing advanced very-large-mode-area fibers for power scaling of fiber-laser systems // Optica. 2014. Vol. 1. Iss. 4. PP. 233–242. DOI:10.1364/OPTICA.1.000233

26. Coscelli E., Molardi C., Poli F., Cucinotta A., Selleri S. Double-cladding photonic crystal fibers with reduced cladding symmetry for Tm-doped lasers // Proceedings of SPIE. Photonics Europe. Micro-Structured and Specialty Optical Fibres III (Brussels, Belgium, 13–17 April 2014). SPIE. Digital Library, 2014. Vol. 9128. DOI:10.1117/12.2051624

27. Poli F., Coscelli E., Cucinotta A., Selleri S., Salin F. Single-Mode Propagation in Yb-Doped Large Mode Area Fibers With Reduced Cladding Symmetry // IEEE Photonics Technology Letters. 2014. Vol. 26. Iss. 24. PP. 2454–2457. DOI:10.1109/ LPT.2014.2358690

28. Rosa L., Coscelli E., Poli F., Cucinotta A., Selleri S. Full-vector modeling of a thermally-driven gain competition in Ybdoped reduced symmetry photonic-crystal fiber // Optical and Quantum Electronics. 2016. Vol. 48. Iss. 3. DOI:10.1007/s11082-016-0493-2

29. Demidov V.V., Dukel'skii K.V., Ter-Nersesyants E.V., Shevandin V.S. Microstructured single-mode lightguides based on the phenomenon of differential mode damping // Journal of Optical Technology. 2012. Vol. 79. Iss. 1. PP. 36–40. DOI:10.1364/JOT.79.000036

30. Demidov V., Ter-Nersesyants E. New possibilities of higher-order mode filtering in large-mode-area photonic crystal fibers // Proceedings of SPIE. Photonics Europe. Micro-Structured and Specialty Optical Fibres III (Brussels, Belgium, 13–17 April 2014). SPIE. Digital Library, 2014. Vol. 9128. DOI:10.1117/12.2051731

31. COMSOL Group. URL: http://www.comsol.com (дата обращения 18.06.2019)

32. Saitoh K., Koshiba M. Full-vectorial finite element beam propagation method with perfectly matched layers for anisotropic optical waveguides // Journal of Lightwave Technology. 2001. Vol. 19. Iss. 3. PP. 405–413. DOI:10.1109/50.918895

33. Гатчин Ю.А., Демидов В.В., Дукельский К.В., Тер-Нерсесянц Е.В. Квазиодномодовые световоды с увеличенным размером сердцевины на основе микроструктур негексагонального типа // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 3. С. 37–42.

34. Демидов В.В., Дукельский К.В., Леонов С.О., Матросова А.С. Нелинейно-оптические преобразования пикосекундных лазерных импульсов в многомодовых микроструктурированных световодах с умеренной нелинейностью // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 1. С. 61–66. DOI:10.31854/1813-324х-2018-1-61-66

35. Ананьев В.А., Демидов В.В., Леонов С.О., Никоноров Н.В. Полые антирезонансные световоды с большой эффективной площадью модового поля для работы в ближней и средней ИК-областях спектра // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 1. С. 6–14. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-1-6-14

36. Agrawal G.P. Nonlinear Fiber Optics. Burlington: Academic Press, 2012. 648 p.

37. Olszewski J., Szpulak M., Urbanczyk W. Effect of coupling between fundamental and cladding modes on bending losses in photonic crystal fibers // Optics Express. 2005. Vol. 13. Iss. 16. PP. 6015–6022. DOI:10.1364/OPEX.13.006015

38. Guobin R., Zhi W., Shuqin L., Shuisheng J. Mode classification and degeneracy in photonic crystal fibers // Optics Express. 2003. Vol. 11. Iss. 11. PP. 1310–1321. DOI:10.1364/OE.11.001310

39. Mortensen N.A. Effective area of photonic crystal fibers // Optics Express. 2002. Vol. 10. Iss. 7. PP. 341–348. DOI:10.1364/ OE.10.000341

40. Kuhlmey B.T., McPhedran R.C., de Sterke C.M. Modal cutoff in microstructured optical fibers // Optics Letters. 2002. Vol. 27. Iss. 19. PP. 1684–1686. DOI:10.1364/OL.27.001684

41. Гатчин Ю.А., Дукельский К.В., Бондаренко И.Б., Садыков А.А., Демидов В.В., Тер-Нерсесянц Е.В. Оптические потери при изгибе одномодового микроструктурированного световода с большой сердцевиной // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2015. Т. 15. № 2. С. 246–252. DOI:10.17586/2226-1494-2015-15-2-246-252

42. Nielsen M.D., Folkenberg J.R., Mortensen N.A. Single-mode photonic crystal fiber with an effective area of 600 μ m² and low bending loss // Electronics Letters. 2003. Vol. 39. Iss. 25. DOI:10.1049/el:20031155

43. Dauliat R., Gaponov D., Benoit A., Salin F., Schuster K., Jamier R., et al. Inner cladding microstructuration based on symmetry reduction for improvement of singlemode robustness in VLMA fiber // Optics Express. 2013. Vol. 21. Iss. 16. PP. 18927–18936. DOI:10.1364/OE.21.018927

* * *

MODAL DISCRIMINATION IN MICROSTRUCTURED FIBERS WITH A TRIGONAL CLADDING SYMMETRY

K. Dukelskii^{1, 2}

¹The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications,

St. Petersburg, 193232, Russian Federation

²Saint Petersburg National Research University of Information Technologies, Mechanics and Optics,

St. Petersburg, 197101, Russian Federation

Article info

Article in Russian

For citation: Dukelskii K. Modal Discrimination in Microstructured Fibers with a Trigonal Cladding Symmetry. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(2):26–34. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-2-26-34

Abstract: The design of a microstructured fiber with a core of 35 μ m in diameter and a trigonal rotational symmetry, providing more than 50 % discrimination of the higher-order mode components, is proposed and numerically analyzed. In particular, by comparing the values of the effective area and the spatial intensity distribution of the fundamental and most competitive higher-order modes, it is shown that optical elements with a hole ratio of small and large diameter $d_2/d_1 = 0,40$ within the considered symmetry are capable of maintaining a quasi-single-mode regime of operation in the passive and active performance at the wavelength of 1550 nm.

Keywords: microstructured fiber, large core, rotational symmetry, modal discrimination, effective mode area, overlap integral.

References

1. Russell P. Photonic Crystal Fibers. Science. 2003;299(5605):358–362. Available from: https://doi.org/10.1126/science.1079280

Russell P.St.J. Photonic-Crystal Fibers. *Journal of Lightwave Technology*. 2006;24(12):4729–4749.
 Arismar C.S.Jr. Recent progress and novel applications of photonic crystal fibers. *Reports on Progress in Physics*. 2010;73(2).
 Available from: https://doi.org/10.1088/0034-4885/73/2/024401

4. Tünnermann A., Schreiber T., Röser F., Liem A., Höfer S., Zellmer H., et al. The renaissance and bright future of fibre lasers. *Journal of Physics B: Atomic, Molecular and Optical Physics*. 2005;38(9):S681–S693. Available from: https://doi.org/ 10.1088/0953-4075/38/9/016

5. Knight J.C. Photonic crystal fibers and fiber lasers (Invited). *Journal of the Optical Society of America B*. 2007;24(8):1661–1668. Available from: https://doi.org/10.1364/JOSAB.24.001661

6. Richardson D.J., Nilsson J., Clarkson W.A. High power fiber lasers: current status and future perspectives [Invited]. *Journal of the Optical Society of America B*. 2010;27(11):B63–B92. Available from: https://doi.org/10.1364/JOSAB.27.000B63

7. Dong L. Advanced Optical Fibers for High Power Fiber Lasers. In: *Advances in Optical Fiber Technology: Fundamental Optical Phenomena and Applications*. 2015. p. 221–252. Available from: https://doi.org/10.5772/58958

8. Limpert J., Deguil-Robin N., Manek-Hönninger I., Salin F., Röser F., Liem A., et al. High-power rod-type photonic crystal fiber laser. *Optics Express*. 2005;13(4):1055–1058. Available from: https://doi.org/10.1364/OPEX.13.001055

9. Limpert J., Schmidt O., Rothhardt J., Röser F., Schreiber T., Tünnermann A., et al. Extended single-mode photonic crystal fiber lasers. *Optics Express*. 2006;14(7):2715–2720. Available from: https://doi.org/10.1364/OE.14.002715

10. Schmidt O., Rothhardt J., Eidam T., Röser F., Limpert J., Tünnermann A., et al. Single-polarization ultra-large-mode-area Ybdoped photonic crystal fiber. *Optics Express*. 2008;16(6):3918–3923. Available from: https://doi.org/10.1364/OE.16.003918

11. Stutzki F., Jansen F., Eidam T., Steinmetz A., Jauregui C., Limpert J., et al. High average power large-pitch fiber amplifier with robust single-mode operation. *Optics Letters*. 2011;36(5):689–691. Available from: https://doi.org/10.1364/OL.36.000689

12. Jansen F., Stutzki F., Liem A., Jauregui C., Limpert J., Tünnermann A. 26 mJ pulse energy Q-switched large-pitch fiber laser systems with excellent beam quality. *Proceedings of SPIE LASE. Fiber Lasers IX: Technology, Systems, and Applications, 21–26 January 2012, San Francisco, USA*. SPIE. Digital Library; 2012. Vol. 8237. Available from: https://doi.org/10.1117/12.908261

13. Gaida C., Stutzki F., Jansen F., Otto H.-J., Eidam T., Jauregui C., et al. Triple-clad large-pitch fibers for compact high-power pulsed fiber laser systems. *Optics Letters*. 2014;39(2):209–211. Available from: https://doi.org/10.1364/OL.39.000209

14. Otto H.-J., Stutzki F., Modsching N., Jauregui C., Limpert J., Tünnermann A. 2 kW average power from a pulsed Yb-doped rod-type fiber amplifier. *Optics Letters*. 2014;39(22):6446–6449. Available from: https://doi.org/10.1364/OL.39.006446

15. Stutzki F., Jauregui C., Limpert J., Tünnermann A. Optimizing large-pitch fibers for higher average powers. *Proceedings of SPIE. Photonics Europe. Micro-Structured and Specialty Optical Fibres IV, 3–7 April 2016, Brussels, Belgium.* SPIE. Digital Library; 2016. Vol. 9886. Available from: https://doi.org/10.1117/12.2230657

16. Brooks C.D., Di Teodoro F. Multimegawatt peak-power, single-transverse-mode operation of a 100 μm core diameter, Ybdoped rodlike photonic crystal fiber amplifier. *Applied Physics Letters*. 2006;89(11). Available from: https://doi.org/10.1063/1.2348742

17. Eidam T., Rothhardt J., Stutzki F., Jansen F., Hädrich S., Carstens H., et al. Fiber chirped-pulse amplification system emitting 3.8 GW peak power. *Optics Express*. 2011;19(1):255–260. Available from: https://doi.org/10.1364/OE.19.000255

18. Jauregui C., Limpert J., Tünnermann A. High-power fibre lasers. *Nature Photonics*. 2013;7:861–867. Available from: https://doi.org/10.1038/nphoton.2013.273

19. Jansen F., Stutzki F., Jauregui C., Limpert J., Tünnermann A. Avoided crossings in photonic crystal fibers. *Optics Express*. 2011;19(14):13578–13589. Available from: https://doi.org/10.1364/OE.19.013578

20. Poli F., Coscelli E., Alkeskjold T.T., Passaro D., Cucinotta A., Leick L., et al. Cut-off analysis of 19-cell Yb-doped doublecladding rod-type photonic crystal fibers. *Optics Express*. 2011;19(10):9896–9907. Available from: https://doi.org/10.1364/0E.19.009896

21. Coscelli E., Poli F., Alkeskjold T.T., Salin F., Leick L., Broeng J., et al. Single-Mode Design Guidelines for 19-Cell Double-Cladding Photonic Crystal Fibers. *Journal of Lightwave Technology*. 2012;30(12):1909–1914.

22. Poli F., Coscelli E., Alkeskjold T.T., Sozzi M., Cucinotta A., Selleri S., et al. Avoided-crossing based modal cut-off analysis of 19-cell double-cladding photonic crystal fibers. *Proceedings of SPIE LASE. Fiber Lasers IX: Technology, Systems, and Applications, 21–26 January 2012, San Francisco, USA*. SPIE. Digital Library; 2012. Vol. 8237. Available from: https://doi.org/10.1117/12.906381

23. Jansen F., Stutzki F., Otto H.-J., Eidam T., Liem A., Jauregui C., et al. Thermally induced waveguide changes in active fibers. *Optics Express.* 2012;20(4):3997–4008. Available from: https://doi.org/10.1364/0E.20.003997

24. Stutzki F., Jansen F., Jauregui C., Limpert J., Tünnermann A. Non-hexagonal Large-Pitch Fibers for enhanced mode discrimination. *Optics Express*. 2011;19(13):12081–12086. Available from: https://doi.org/10.1364/OE.19.012081

25. Stutzki F., Jansen F., Otto H.-J., Jauregui C., Limpert J., Tünnermann A. Designing advanced very-large-mode-area fibers for power scaling of fiber-laser systems. *Optica*. 2014;1(4):233–242. Available from: https://doi.org/10.1364/OPTICA.1.000233

26. Coscelli E., Molardi C., Poli F., Cucinotta A., Selleri S. Double-cladding photonic crystal fibers with reduced cladding symmetry for Tm-doped lasers. *Proceedings of SPIE. Photonics Europe. Micro-Structured and Specialty Optical Fibres III, 13–17 April 2014, Brussels, Belgium.* SPIE. Digital Library; 2014. Vol. 9128. Available from: https://doi.org/10.1117/12.2051624

27. Poli F., Coscelli E., Cucinotta A., Selleri S., Salin F. Single-Mode Propagation in Yb-Doped Large Mode Area Fibers With Reduced Cladding Symmetry. *IEEE Photonics Technology Letters*. 2014;26(24):2454–2457. Available from: https://doi.org/10.1109/LPT.2014.2358690

28. Rosa L., Coscelli E., Poli F., Cucinotta A., Selleri S. Full-vector modeling of a thermally-driven gain competition in Ybdoped reduced symmetry photonic-crystal fiber. *Optical and Quantum Electronics*. 2016;48(3). Available from: https://doi.org/ 10.1007/s11082-016-0493-2

29. Demidov V.V., Dukel'skii K.V., Ter-Nersesyants E.V., Shevandin V.S. Microstructured single-mode lightguides based on the phenomenon of differential mode damping. *Journal of Optical Technology*. 2012;79(1):36–40. Available from: https://doi.org/10.1364/JOT.79.000036

30. Demidov V., Ter-Nersesyants E. New possibilities of higher-order mode filtering in large-mode-area photonic crystal fibers. *Proceedings of SPIE. Photonics Europe. Micro-Structured and Specialty Optical Fibres III, 13–17 April 2014, Brussels, Belgium.* SPIE. Digital Library; 2014. Vol. 9128. Available from: https://doi.org/10.1117/12.2051731

31. COMSOL Group. Available from: http://www.comsol.com [Accessed 18th June 2019]

32. Saitoh K., Koshiba M. Full-vectorial finite element beam propagation method with perfectly matched layers for anisotropic optical waveguides. *Journal of Lightwave Technology*. 2001;19(3):405–413. Available from: https://doi.org/10.1109/50.918895

33. Gatchin Y., Demidov V., Dukelskii K., Ter-Nersesyants E. Quasi-Single-Mode Fibers with Increased Core Size Based on Non-Hexagonal Type Microstructures. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2017;3(3):37–42 (in Russ.)

34. Demidov V., Dukelskii K., Leonov S., Matrosova A. Nonlinear Optical Transformation of Picosecond Laser Pulses in Multimode Microstructured Fibers with Limited Nonlinearity. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2018;4(1):61–66. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.31854/1813-324x-2018-1-61-66

35. Ananyev V., Demidov V., Leonov S., Nikonorov N. Hollow-Core Antiresonant Fibers with a Large Effective Mode Area for Operation in the Near- and Mid-IR Spectral Regions. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(1):6–14. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-1-6-14

36. Agrawal G.P. Nonlinear Fiber Optics. Burlington: Academic Press; 2012. 648 p.

37. Olszewski J., Szpulak M., Urbanczyk W. Effect of coupling between fundamental and cladding modes on bending losses in photonic crystal fibers. *Optics Express*. 2005;13(16):6015–6022. Available from: https://doi.org/10.1364/OPEX.13.006015 38. Guobin R., Zhi W., Shuqin L., Shuisheng J. Mode classification and degeneracy in photonic crystal fibers. *Optics Express*.

2003;11(11):1310–1321. Available from: https://doi.org/10.1364/0E.11.001310

39. Mortensen N.A. Effective area of photonic crystal fibers. *Optics Express*. 2002;10(7):341–348. Available from: https://doi.org/10.1364/OE.10.000341

40. Kuhlmey B.T., McPhedran R.C., de Sterke C.M. Modal cutoff in microstructured optical fibers. *Optics Letters*. 2002;27(19): 1684–1686. Available from: https://doi.org/10.1364/OL.27.001684

41. Gatchin Yu.A., Dukel'skii K.V., Bondarenko I.B., Sadykov A.A., Demidov V.V., Ter-Nersesyants E.V. Bend-induced losses in a single-mode microstructured fiber with a large core. *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*. 2015;15(2):246–252. Available from: https://doi.org/10.17586/2226-1494-2015-15-2-246-252

42. Nielsen M.D., Folkenberg J.R., Mortensen N.A. Single-mode photonic crystal fiber with an effective area of 600 μm² and low bending loss. *Electronics Letters*. 2003;39(25). Available from: https://doi.org/10.1049/el:20031155

43. Dauliat R., Gaponov D., Benoit A., Salin F., Schuster K., Jamier R., et al. Inner cladding microstructuration based on symmetry reduction for improvement of singlemode robustness in VLMA fiber. *Optics Express*. 2013;21(16):18927–18936. Available from: https://doi.org/10.1364/0E.21.018927



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
ИНТЕГРАЦИЯ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ И СИСТЕМ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ВНУТРИ ПОМЕЩЕНИЯ

С.Ю. Агафонов^{1*}, М.А. Сиверс¹

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация *Адрес для переписки: agich_9@mail.ru

Информация о статье

УДК 621.396 Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Агафонов С.Ю., Сиверс М.А. Интеграция спутниковых радионавигационных систем и систем позиционирования внутри помещения // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 2. С. 36–42. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-2-36-42

Аннотация: В настоящей статье показывается актуальность задачи расширения зоны представления услуги локализации мобильного объекта с использованием беспроводных технологий, а также повышения точности пространственной локализации. В интересах решения данной задачи разработан новый алгоритм комплексирования данных, характеризующих местоположение мобильного объекта, при осуществлении интеграции нескольких беспроводных систем, которые предоставляют возможность локализации мобильного объекта, как на открытом пространстве, так и внутри помещения. Для проверки алгоритма разработан прототип гибридной системы позиционирования мобильного объекта. Применение описываемого в статье алгоритма комплексирования данных от разных систем позиционирования позволяет не только решить задачу определения локации мобильного объекта в области перехода с открытого пространства внутрь помещения, но и повысить точность определения его истинного местоположения.

Ключевые слова: беспроводные сенсорные сети, точность позиционирования, ошибка локализации, комплексирование данных, навигационные системы, GNSS, IEEE 802.15.4a.

Введение

На современном этапе развития беспроводных сетей, а также степени их использования, как в повседневной жизни, так и на промышленных предприятиях, особую актуальность приобретают вопросы пространственной локализации мобильных объектов не только на открытом пространстве, но и внутри помещений, которые также неразрывно связаны с необходимостью контроля за местоположением как промышленных ресурсов, так и персонала, в том числе лиц, не являющихся сотрудниками предприятия. Повышение требований и запросов потребителей заставляет искать способы повышения качества предоставляемых услуг, что в приложении к вопросам пространственной локализации сводится к задаче расширения ее зоны и повышения точности выдаваемых значений, характеризующих местоположение мобильного объекта (далее – МОб). В отличие от существующих решений для позиционирования на основе отдельных радиотехнологий, призванных решать задачу локализации МОб только в одной конкретной области пространства, предлагается комплексное решение, позволяющее выдавать данные о местоположении МОб без перерывов, в том числе внутри помещения. Объединение данных от различных беспроводных технологий гипотетически позволит наиболее полно составить картину о траектории движения и произвести выбор предпочтительного канала получения достоверной информации о местоположении МОб. Однако все это возможно лишь при наличии соответствующих моделей и методов, позволяющих объединять (комплексировать) данные от нескольких беспроводных технологий, а также при описании конкретных способов повышения точностных характеристик системы позиционирования. Для решения указанной научной задачи авторами был разработан алгоритм комплексирования данных, характеризующих местоположение МОб, при осуществлении интеграции нескольких беспроводных систем, предоставляющих возможность локализации МОб.

Алгоритм комплексирования результатов локализации от двух систем позиционирования

Для совместной обработки результатов позиционирования по измерениям приемников системы глобальной спутниковой навигации (GNSS, om англ. Global Navigation Satellite System) и измерениям в сети, основанной на технологии стандарта IEEE 802.15.4a, позволяющих осуществлять локализацию МОб, разработан новый алгоритм комплексирования данных, характеризующих местоположение Моб, в основе которого лежит запоминание и совместная обработка полной выборки разновременных измерений по перечисленным системам позиционирования и рекуррентные методы обработки информации по нарастающему объему измерений. Для этого получены оценки элементов вектора состояния по проведенным измерениям при принятых моделях динамики изменения вектора состояния и шумов измерений. Для построения алгоритма комплексирования, выполняющего функцию дополнительной обработки данных об измерениях, было необходимо определить векторы состояния и измерений, а также обосновать модели шумов измерений и возмущений и их переходные матрицы. Несмотря на то, что понятие обработки охватывает достаточно широкий спектр манипуляций, в контексте решаемой задачи понятие обработка сводится к комплексированию данных, то есть их объединению, а алгоритм комплексирования будет именоваться алгоритмом фильтра интеграции ввиду близости принципов его функционирования к понятию фильтрации.

В соответствии с классической процедурой решения навигационной задачи вектор состояния МОб в геоцентрической связанной системе координат включает в себя подвекторы положения и скорости, сдвиги шкал времени и скорость расхождения шкал времени GNSS и потребителя. В свою очередь, для учета корреляции ошибок измерений, вызванных погрешностями эфемерид навигационного космического аппарата (НКА) и неточностями знания модели ионосферы, в вектор оцениваемых параметров дополнительно включаются векторы состояния НКА. В этом случае суммарная размерность вектора оцениваемых параметров равна (9 + 8n), где n - количество НКА, принятых в обработку. Так, при работе приемника GNSS по всем видимым НКА их число составляет, как правило, от 7 до 24, что приводит к практической нереализуемости фильтра интеграции. С целью сокращения вычислительных затрат путем уменьшения размерности вектора оцениваемых параметров авторами, во-первых, осуществлен перевод навигационных измерений по сети IEEE 802.15.4а в координаты местоположения в относительной системе координат, а во-вторых, для системы GNSS оценки вектора радионавигационных параметров GNSS, включающего в себя векторы псевдодальномерных измерений по коду и псевдодоплеровских измерений по фазе несущей частоты каждого НКА, переведены в оценки вектора измерений навигационных параметров (НП), включающего в себя подвекторы единичных измерений координат и скоростей. Такой переход к совместному оцениванию вектора НП дает возможность дополнительно уменьшить погрешности позиционирования при использовании практически любого приемника GNSS и технологии позиционирования с использованием сетей связи.

Обобщенная схема построения алгоритма фильтра интеграции НП по измерениям GNSS и измерениям по сети IEEE 802.15.4а приведена на рисунке 1. Как видно из схемы, на вход фильтра поступает только смесь погрешностей (δX) позиционирования по различным каналам измерений, следовательно, погрешность фильтрации не зависит от самих измерений (X).



Рис. 1. Обобщенная блок схема реализации алгоритма фильтра интеграции

Для реализации процедуры комплексирования данных координаты местоположения МОб, полученные по измерениям в сети IEEE 802.15.4а в системе прямоугольных координат, переведены в геодезические B(t) и L(t). Перевод в геодезическую систему координат вызван тем, что в ней работают практически все приемники GNSS, а также картографические и геоинформационные системы, используемые потребителями услуг.

Математическим путем были получены выражения для матрицы переходов вектора состояний Φ_{n-1} и переходной матрицы шумов возмущений G_{n-1}, а также матрица А, устанавливающая взаимосвязь состояния x_k в момент времени k с состоянием x_{k-1} во время *k* – 1, и вектор наблюдения *B*, характеризующий взаимосвязь состояния x_k с управляющим входным сигналом *и* в момент времени *k* – 1. В этих выражениях использованы следующие обозначения: L - преобразование Лапласа; p - комплексная переменная; I – единичная матрица; $a_i =$ $= \sigma_i \sqrt{2\mu_i / \Delta t} [\Delta t / \mu_i + (e^{-\mu_i \Delta t} - 1)\mu_i^{-2}]; \sigma_i$ – дисперсия ошибки измерения координат; µі – параметр, характеризующий период (темп) измерения координат объекта (оценки параметров); i = 1, 2, 3 – номер ортогональной координаты вектора состояния; $b_i = \sigma_i \sqrt{2\mu_i / \Delta t} \Big[(1 - e^{-\mu_i \Delta t}) \mu_i^{-1} \Big].$

$$A = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \mu_1^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mu_2^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mu_3^{-1} \end{vmatrix}, \qquad B = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \sigma_1 \mu_1 \\ \sigma_2 \mu_2 \\ \sigma_3 \mu_3 \end{vmatrix}$$
(1)
$$\Phi(p) = L^{-1}[pI - A] = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 - \mu_1^{-1}e^{-\mu_1\Delta t} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 - \mu_2^{-1}e^{-\mu_2\Delta t} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 - \mu_3^{-1}e^{-\mu_3\Delta t} \\ 0 & 0 & 0 & e^{-\mu_1\Delta t} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & e^{-\mu_2\Delta t} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & e^{-\mu_3\Delta t} \end{vmatrix}$$
(2)
$$G(\Delta t) = \int_{0}^{\Delta t} \Phi(t)Bdt = \begin{vmatrix} a_1 & a_2 & a_3 & b_1 & b_2 & b_3 \end{vmatrix}, \qquad (3)$$

Полученные выражения (1–3) описывают разностные измерения в алгоритме фильтра интеграции при непрерывных измерениях НП и представляют собой модель динамики МОб. Эта модель необходима для адекватной корректировки матрицы прогноза погрешностей вектора состояния при перерывах в навигационных измерениях по любой из систем.

Разработанная модель динамики основывается на предположении, что МОб движется с постоянным путевым углом и скоростью. Ускорения, вызванные вынужденными маневрами и различного рода возмущающими факторами, рассматриваются как отклонения от номинальных параметров траектории. При этом изменение положения МОб принимается равновероятным с вероятностью *P*₀; вероятность совершения маневра с максимальной интенсивностью оценивается величиной P_{max}; маневренные возможности определяются $\sigma_M^2 =$ $= M_{\max} [1 + P_{\max} - P_0]/3$, где M_{\max} – изменение составляющих вектора скорости с заданными постоянными времени µм. Модель используется лишь на относительно коротких интервалах времени отсутствия измерений приемника GNSS или IEEE 802.15.4a (от единиц до десятков секунд), а параметры модели принимаются максимальными.

Для минимизации формульных зависимостей в разработанном алгоритме из оцениваемого вектора состояния МОб исключены составляющие высоты и времени. В принятых предположениях вектор измерений в геодезической системе координат может быть представлен в виде выражения:

$$Z = |Z_n^{GNSS}, Z_n^{IEEE}|^T = |B_n, L_n, V_{B_n}, V_{L_n}|^T$$

и имеет размерность, равную 4.

Приемник GNSS и IEEE 802.15.4а осуществляют определение координат B_n и L_n , составляющих вектора скорости V_{B_n} и V_{L_n} , а также оценку матрицы их погрешностей R_n . Эти параметры являются вход-

ными для разработанного алгоритма фильтра интеграции; выходными же параметрами являются сглаженные координаты, уточненные составляющие вектора скорости и оценки их погрешностей.

Начальное значение матрицы погрешностей вектора состояния *P_n* определяются с помощью математического выражения:

$$P_0 = \begin{vmatrix} P_{GNSS_0} & 0\\ 0 & P_{IEEE_0} \end{vmatrix} * d,$$

где P_{GNSS_n} , P_{IEEE_n} – GNSS- и IEEE 802.15.4а-составляющие погрешностей вектора измерений; n – текущий номер дискретного шага по времени оценивания, n = 1, 2, 3, ...; n = 0 – момент времени включения фильтра, d – коэффициент, расширяющий погрешность вектора измерений для первых d результатов обсервации и учитывающий снижение достоверности (для городских подвижных объектов выбран, равный 4). На каждом n-ом шаге фильтрации вычисляется прогноз положения МОб с учетом счисления координат по составляющим вектора скорости на момент t_n . Далее производится коррекция вектора состояния по результатам разностных измерений.

С целью минимизации вычислительных затрат, путем разложения в степенной ряд Тейлора $e^{-\mu\Delta t}$ и с учетом того, что $\mu\Delta t << 1$, для переходной матрицы вектора расстояний получено выражение:

$$\Phi_{n-1}(\Delta t_n)P_{n-1}^+(\Delta t_n)\Phi_{n-1}^T(\Delta t_n) = \begin{vmatrix} K & B_{KV} \\ B_{KV} & V \end{vmatrix}, \quad (4)$$

где P_n^+ – скорректированная корреляционная матрица погрешностей состояния; *T* – транспонированная матрица; *K*,*V*, *B*_{*K*,*V*} – блоки переходной матрицы; *K*_{*i*,*j*} = $p_{i,j} + k_2 p_{i,j+2} + k_2 p_{i+2,j} + k_2^2 p_{i+2,j+2}$ – координатный блок; $V_{i,j} = k_1^2 \begin{vmatrix} p_{33} & p_{34} \\ p_{43} & p_{44} \end{vmatrix}$ – скоростной блок; $B_{KV_{i,j}} = k_1 \left(p_{i,j} + k_2 p_{i+2,j} \right)$ – координатной блок; $P_{KV_{i,j}} = k_1 \left(p_{i,j} + k_2 p_{i+2,j} \right)$ – координатнатнатна скоростной блок; $P_{KV_{i,j}} = k_1 \left(p_{i,j} + k_2 p_{i+2,j} \right)$

но-скоростной блок; $k_1=e^{-\alpha t}=1-\mu\Delta t$ и $k_2=\Delta t$ –коэффициенты.

Для матрицы шумов возмущений получено выражение, где $m_V = m_K = (\sigma \mu)^2$ – определяется стати-

стическими характеристиками разностных измерений в каналах GNSS и IEEE 802.15.4а при отсутствии измерений в любом из каналов $m_K = \left(\sigma_M \mu_M\right)^2$ и определяется маневренными характеристиками MO6:

$$G_{n-1}IG_{n-1}^{T} = \begin{vmatrix} 0,5 * m_{K} * \Delta t_{n}^{3} & 0 & m_{V} * \Delta t_{n}^{2} & 0 \\ 0 & 0,5 * m_{K} * \Delta t_{n}^{3} & 0 & m_{V} * \Delta t_{n}^{2} \\ m_{V} * \Delta t_{n}^{2} & 0 & 2 * \Delta t_{n} * m_{V} & 0 \\ 0 & m_{V} * \Delta t_{n}^{2} & 0 & 2 * \Delta t_{n} * m_{V} \end{vmatrix}$$
(5)

Далее формируются составляющие вектора разностных измерений каналов GNSS и IEEE 802.15.4а на момент времени t_n по широте и долготе. Для исключения расходимости алгоритма фильтра интеграции приняты дополнительные меры, позволяющие найти оптимальное соотношение между разностной моделью и измерениями приемника GNSS и сети IEEE 802.15.4а. В качестве таких мер в разработанном алгоритме предусмотрена отбраковка аномальных выбросов измерений и промахов, не удовлетворяющих принятым критериям соответствия прогнозируемых и оцененных погрешностей. Для отбраковки выпадающих измерений используется статистика $Z_{n-1} * P_{n-1}^+ *$ Z_{n-1}^{T} , сравниваемая с порогом *U*, значение которого принимается равным 10 (в присутствии смещения оценки координат на 4,2 м относительно их среднего значения).

Если приемник GNSS или IEEE 802.15.4а не формируют на выходе матрицу погрешностей измерений, то матричные вычисления минимизируются, так как алгоритм фильтра интеграции распадается на два независимых, и по каждой координатной составляющей вычисляется матрица погрешностей прогноза. Затем вычисляется вектор разностных измерений и его матрица погрешностей. С учетом плохой обусловленности измерений в сложных условиях приема сигналов GNSS и IEEE 802.15.4a, устойчивость решения задачи достигается путем дополнительного изменения веса матрицы погрешности вектора разностных измерений δ_n^K :

$$P_{\delta n} = \left(P_n^{-} [2:2] + b R_K \right), \tag{6}$$

где P_n^- – прогнозированная корреляционная матрица погрешностей состояния; R_K – корреляционная матрица шумов измерений координат, b – весовой коэффициент матрицы погрешностей вектора измерений, характеризующий уровень доверия и определяемый следующим правилом:

$$b = \begin{cases} 1, & \text{если } \delta_n^K * P_{\delta n}^{-1} * (\delta_n^K)^T < U; \\ 10, & \text{если } \delta_n^K * P_{\delta n}^{-1} * (\delta_n^K)^T \ge U. \end{cases}$$
(7)

Экспериментальные исследования

Для проверки работоспособности разработанного алгоритма фильтра интеграции был собран прототип гибридной системы позиционирования, блок схема которого представлена на рисунке 2.



Рис. 2. Обобщенная блок схема прототипа гибридной системы позиционирования

Приемная часть состоит из A-GNSS-приемника и метки IEEE 802.15.4а. Базовая станция состоит из GNSS-приемника и сервера позиционирования, передающего вспомогательные данные с помощью стека протоколов TCP/IP сетевому координатору IEEE 802.15.4а. Последний получает вспомогательные данные в режиме реального времени и переадресовывает их опорным точкам сети IEEE 802.15.4а. Кроме того, система A-GNSS использует цифровой канал сети IEEE 802.15.4a со скоростью передачи информации до 1 Мбит/с, работающий при расположении МОб внутри помещения для получения дополнительных данных о его местоположении.

Экспериментальное исследование возможностей предложенного решения объединения данных GNSS и IEEE 802.15.4a дало результаты, представленные на рисунке 3. Зеленым цветом обозначены данные, полученные с помощью системы IEEE 802.15.4a, голубым цветом – GNSS, красным цветом – траектория движения от гибридной системы, использующей разработанный авторами фильтр интеграции. Эксперименты выполнялись для 3-х случаев использования систем позиционирования: только система GNSS, только система IEEE 802.15.4a и интегрированная система с использованием фильтра интеграции.



Рис. 3. Графическое представление результатов экспериментов

В интересах наглядности представления значений величины ошибки позиционирования использована обобщенная оценка, характеризующая ошибку по обеим координатам. Для оценки точности определения положения МОб введена величина MD (*om англ.* Mean Distance), которая определяется как среднее значение (усреднение по *n*-измерениям) расстояния между действительным и вычисленным координатами, характеризующими местоположение объекта:

$$MD = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} \sqrt{(x_0 - x_i)^2 + (y_0 - y_i)^2},$$

где x_0 и y_0 – истинные координаты МОб; x_i и y_i – измеренные значения координат; n – количество измерений.

Результаты экспериментальных исследований, выражающиеся в расчетных значениях ошибки позиционирования, относительно истинного местоположения МОб, для 3-х случаев: открытое и закрытое пространство и переходная область, – сведены в таблицу 1.

Кроме того, результаты экспериментов показали, что основным преимуществом использования сенсорной сети на основе технологии IEEE 802.15.4а перед схожими технологиями определения координат (например, Wi-Fi или GSM) является возможность размещения такого количества узлов, которое необходимо для достижения заданной точности позиционирования. Во многих случаях сотовая сеть может выступать в роли транспортной сети для передачи данных о местоположении различных МОб, оборудованных аппаратурой взаимодействия с сотовыми сетями.

Системы	Место эксперимента (ошибка позиционирования MD, м)							
позиционирования	Открытое пространство	Переходная область	Закрытое пространство					
GNSS	4,92	5,23	нет результата					
IEEE 802.15.4a	3,02	5,00	2,39					
Интегрированная система	3,18	3,91	1,92					

ТАБЛИЦА 1. Результаты экспериментов

Кроме того, была подтверждена особенность функционирования построенной гибридной системы позиционирования, связанная с самоорганизующимся характером построения сенсорной сети по технологии IEEE 802.15.4а. При выходе из строя одной из точек доступа внутри помещения, выступающих в качестве опорных точек, процесс локализации не прекращается вследствие динамического перестроения сети. При этом точность определения местоположения снижается, в особенности вблизи вышедшего из строя радиомодуля.

Заключение

Резюмируя изложенное, следует заключить, что принцип функционирования предлагаемого фильтра интеграции, представляющего собой авторскую модификацию известного фильтра Калмана, заключается в замене моделей измерений при наличии НП от приемника GNSS и IEEE 802.15.4a и использовании отбраковки выпадающих измерений при их отсутствии; при этом работа алгоритма осуществляется с переменным шагом квантования по времени.

Данные натурных экспериментов показывают, что разработанный по этому принципу фильтр интеграции позволяет обеспечить «непрерывное» позиционирование МОб не только на открытой местности, но и внутри помещения. Полученные экспериментальным путем значения, характеризующие местоположение МОб, свидетельствуют о повышении точности его локализации при использовании алгоритма фильтра интеграции до 20 % в сравнении с непосредственной обработкой данных, что позволяет использовать его в качестве способа повышения точности определения местоположения.

Разработанный авторами алгоритм фильтра интеграции сможет обеспечить, в частности, фик-

сацию передвижения сотрудников в офисных зданиях и на территории промышленных объектов, осуществлять их идентификацию и сопровождение, что может существенно повысить эффективность решения задач обнаружения и локализации широкого класса МОб, что позволит снизить затраты, связанные с внедрением систем позиционирования. Кроме того, алгоритм фильтра интеграции с незначительными модификациями может использоваться для объединения данных и от других технологических и технических решений, позволяющих определять местоположение мобильного объекта, например Wi-Fi, что делает алгоритм универсальным решением для внедрения услуги позиционирования на промышленном предприятии.

Дальнейшие усилия авторов будут направлены на повышение количества взаимодействующих сетей беспроводного доступа, моделировании реальных помещений, снижение вычислительной сложности (без ущерба для точности) реализуемого алгоритма фильтра интеграции с целью улучшения потребительских свойств и повышения технико-экономических показателей интегрированной системы.

Список используемых источников

1. Rainer M. Overview of Current Indoor Positioning Systems // Geodesy and Cartography. 2009. Vol. 35. Iss. 1. PP. 18–22. DOI:10.3846/1392-1541.2009.35.18-22

2. The nanoLOC Development Kit 3.0 2010. Berlin: Nanotron Technologies GmbH, 2010.

3. Mikov A., Moschevikin A., Fedorov A., Sikora A. A localization system using inertial measurement units from wireless commercial hand-held devices // Proceedings of the International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN, Montbeliard-Belfort, France, 28–31 October 2013). Piscataway, NJ: IEEE, 2013. DOI:10.1109/IPIN.2013.6817924

4. Galov A., Moschevikin A. Simultaneous localization and mapping in indoor positioning systems based on round trip time-of-flight measurements and inertial navigation // International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN, Busan, South Korea, 27–30 October 2014). Piscataway, NJ: IEEE, 2014. PP. 457–464. DOI:10.1109/IPIN.2014.7275517

5. Воронов Р.В., Галов А.С., Мощевикин А.П., Воронова А.М. Задача привязки траектории объекта к плану помещения // Ученые записки Петрозаводского государственного университета. 2015. № 2(147). С. 87–91.

6. Агафонов С.Ю. Исследование зависимости точности позиционирования от количества стационарных устройств в сенсорных сетях // Электросвязь. 2013. № 10. С. 54–56.

7. Агафонов С.Ю. Точность позиционирования мобильного объекта внутри помещения в сетях nanoNET/nanoLOC // Вестник связи. 2016. № 11. С. 19–24.

8. Артюшенко В.В., Киселев А.В., Степанов М.А. Моделирование корреляционных характеристик шумов координат распределенных объектов // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. 2015. № 4(29). С. 19–27. DOI:10.17212/1727-2769-2015-4-19-27

9. Агафонов С.Ю., Волгушев Д.Б. Влияние количества используемых точек доступа на точность определения местоположения мобильного объекта // Информационные технологии и телекоммуникации. 2014. Т. 2. № 2. С. 27–33. URL: http://www.sut.ru/doci/nauka/review/2-14.pdf (дата обращения 13.06.2019)

10. Зарубин А.А., Тарлыков А.В., Редругина Н.М., Каляшов Е.В. Локальное позиционирование в режиме реального времени // Вестник связи. 2018. № 10. С. 20–22.

11. Серегин Д.Р., Белов Ю.С. Технологии локального позиционирования // Электронный журнал: наука, техника и образование. 2017. № 1(10). С. 56–61. URL: http://nto-journal.ru/uploads/articles/2d4cf251c906c090e4314d70f0b2c8f8.pdf (дата обращения 13.06.2019)

12. Богданов Д.В., Гайворонский Д.В. Выбор и анализ структуры пользовательского радиоинтерфейса локальной системы позиционирования // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2017. № 1. С. 49–55.

13. Ассур О.С. Разработка метода локального позиционирования объектов на основе алгоритмов корреляционноэкстремальных систем // Известия института инженерной физики. 2016. № 2(40). С. 20–26.

* * *

INTEGRATION OF SATELLITE RADIO-NAVIGATION SYSTEMS AND INDOOR POSITIONING SYSTEMS

S. Agafonov¹, M. Sivers¹

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

Article info

Article in Russian

For citation: Agafonov S., Sivers M. Integration of Satellite Radio-Navigation Systems and Indoor Positioning Systems. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(2):36–42. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-2-36-42

Abstract: This article describes the relevance of expanding mobile object localization service area using wireless technologies, as well as improving the accuracy of localization. In order to solve this problem, has been developed a new algorithm of mobile object positioning data integration from several wireless systems giving an opportunity for mobile object localization both at open space and indoors. Efficiency of the developed algorithm was tested by the prototype of a hybrid positioning system. The usage of the algorithm for integrating data from different positioning systems allows not only to solve the problem of a mobile object location in junction region - from open space to indoor, but also to improve the accuracy of determining its true location.

Keywords: wireless sensor networks, positioning accuracy, localization error, complex data processing, data integration, navigation systems, GNSS, IEEE 802.15.4a.

References

1. Rainer M. Overview of Current Indoor Positioning Systems. *Geodesy and Cartography*. 2009;35(1):18–22. Available from: https://doi.org/10.3846/1392-1541.2009.35.18-22

2. The nanoLOC Development Kit 3.0 2010. Berlin: Nanotron Technologies GmbH; 2010.

3. Mikov A., Moschevikin A., Fedorov A., Sikora A. A localization system using inertial measurement units from wireless commercial hand-held devices. *Proceedings of the International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN),* 28–31 October 2013, Montbeliard-Belfort, France. Piscataway, NJ: IEEE; 2013. Available from: https://doi.org/10.1109/IPIN. 2013.6817924

4. Galov A., Moschevikin A. Simultaneous localization and mapping in indoor positioning systems based on round trip time-of-flight measurements and inertial navigation. *International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 27–30 October 2014, Busan, South Korea.* Piscataway, NJ: IEEE, 2014. PP. 457–464. Available from: https://doi.org/10.1109/IPIN.2014.7275517

5. Voronov R.V., Galov A.S., Moshchevikin A.P., Voronova A.M. On Indoor Object's Trajectory Trace Adjustment to Building's Floor Plan. *Proceedings of Petrozavodsk State University*. 2015;2:87–91. (in Russ.)

6. Agafonov S.Yu. Dependence research of positioning accuracy from quantity of devices used in sensor networks. *Electrosvyaz.* 2013;10:54–56. (in Russ.)

7. Agafonov S.Yu. Tochnost pozitsionirovaniia mobilnogo obieekta vnutri pomeshcheniia v setiakh nanoNET/nanoLOC [Mobile Object Indoor Positioning Accuracy in NanoNET/NanoLOC Networks]. *Vestnik*. 2016;11:19–24. (in Russ.)

8. Artyushenko V.V., Kiselev A.V., Stepanov M.A. Modeling of correlation characteristics of distributed object angle noises. *Proceedings of the Russian Higher School Academy of Sciences.* 2015; 4(29):19–27. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.17212/1727-2769-2015-4-19-27

9. Agafonov S.Yu., Volgushev D.B. The Influence of Access Points Quantity to the Accuracy Mobile Object Location Determination. *TelecomIT*. 2014;2(2):27–33. (in Russ.) Available from: http://www.sut.ru/doci/nauka/review/2-14.pdf [Accessed 13th June 2019]

10. Zarubin A.A., Tarlykov A.V., Redrugina N.M., Kaliashov E.V. Lokalnoe pozitsionirovanie v rezhime realnogo vremeni [Real Time Local Positioning]. *Vestnik*. 2018;10:20-22. (in Russ.)

11. Seregin D.R., Belov Yu.S. The local positioning technologies. *Elektronnyi zhurnal: nauka tekhnika i obrazovanie*. 2017; 1(10):56–61. (in Russ.) Available from: http://nto-journal.ru/uploads/articles/2d4cf251c906c090e4314d70f0b2c8f8.pdf [Accessed 13th June 2019]

12. Bogdanov D.V., Gayvoronsky D.V. Selection and Analysis of Interface User Structure of the Local Positioning System. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics.* 2017;1:49–55. (in Russ.)

13. Assur O.S. Development of a method of local positioning of objects on the basis of correlation-extreme systems algorithms. *Izvestiya Instituta inzhenernoy phiziki*. 2016;2(40):20–26. (in Russ.)

ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЕЛИ МЕЖКАНАЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ В СЕТЯХ IEEE 802.11 ДЛЯ ОЦЕНКИ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ

А.С. Викулов^{1*}, А.И. Парамонов¹

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация *Адрес для переписки: asv012016@gmail.ru

Информация о статье

УДК 004.725.5 Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Викулов А.С., Парамонов А.И. Исследование модели межканальной интерференции в сетях IEEE 802.11 для оценки пропускной способности // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 2. С. 43–48. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-2-43-48

Аннотация: Статья посвящена исследованию эффектов межканальной интерференции в сетях станdapma IEEE 802.11n/ac. В частности, предложен метод оценки влияния изменения отношения сигнал/шум на скорость модуляции и кодирования в заданных условиях. На примере нескольких практически значимых сценариев работы сети выполнены расчеты, показывающие модельное изменение скорости передачи данных. В частности, проведено сравнение нескольких наиболее распространенных частотных планов для сетей IEEE 802.11n/ac и количественно оценена их эффективность с позиции межканальной интерференции. Дополнительно получена оценка влияния сторонних сетей. Предложенный метод позволяет оценивать эффективность выбранного частотного плана с целью повышения качества функционирования беспроводной сети.

Ключевые слова: беспроводная сеть доступа, IEEE 802.11, межканальная интерференция, отношение сигнал/шум, помехи, затухание сигнала.

Введение

Влияние межканальной интерференции на целевой канал передачи является одним из наиболее существенных факторов, учитываемых при планировании или анализе современных беспроводных сетей вообще и сетей стандарта IEEE 802.11 в частности [1]. В работах ряда исследователей данная тема поднималась неоднократно. В работе [2] были рассмотрены эффекты межканальной интерференции для сети IEEE 802.11а, а применение моделей межканальной интерференции в сетях VANET рассмотрено в исследовании [3]. Важность корректной оценки значения этих эффектов обусловлена тем, что с ее помощью можно получить представления о работоспособности сети в заданных условиях, а также о характеристиках производительности ее отдельных ячеек.

Ключевым параметром, определяющим выбор режима модуляции и кодирования (MCS, *om aнгл.* Modulation and Coding Sequence) является отношение сигнал/шум (OCШ), включающее в себя результаты эффектов интерференции. Так как основным результатом межканальной интерференции является его ухудшение (деградация) [4], рассмотрим в этом свете сигналы, создающие интерференцию. С этой целью мы будем рассматривать типичную корпоративную сеть стандарта IEEE 802.11n/ac, развернутую в большом здании с целью обеспечения сплошного радиопокрытия на целевых площадях. Подобные сети традиционно строятся по ячеистой схеме, при которой каждая ячейка сети образована одной точкой доступа, имеющей два радиомодуля, каждый из которых работает в одном из двух частотных диапазонов: 2,4 и 5 ГГц. В данном случае нас будет интересовать взаимное влияние сигналов от смежных ячеек сети.

Модель межканальной интерференции

Введем следующие предположения:

1) излучение всех источников сигналов изотропно, все антенны являются всенаправленными, а их коэффициенты усиления равны между собой;

2) отсутствуют помехи посторонней (не Wi-Fi) природы;

3) внутриканальная интерференция отсутствует, т. е. частотно-территориальное планирование выполнено идеально; 4) помехообразующие сигналы распределены по целевой площади покрытия равномерно;

5) целевой сигнал принимается на площади с постоянным уровнем *P*_T (дБм).

При этом ячейки беспроводной локальной вычислительной сети (БЛВС) рассматриваются нами как «черные ящики», т. е. мы не разделяем в них точку доступа (ТД) и клиентское оборудование. Это связано с тем, что использование канала, т. е. вероятность занятости канального ресурса данной ячейки является суперпозицией этих параметров всех ее составляющих (ТД и оборудования клиентов).

В работе [5] было показано, что в свете модели затухания, определяемой в [6], величина затухания *L*(*d*) равна:

$$L(d) = \begin{cases} 0 & d < 0\\ 20\lg(F_{i,n}) + N\lg(d) + L_f(m) - 28 & 0 \le d \le R, \\ 0 & d > R \end{cases}$$
 (1)

где d – расстояние между передатчиком и приемником (м); f – частота (МГц); N – дистанционный коэффициент потерь мощности; m – количество препятствий; $L_f(m)$ – коэффициент потерь за счет прохождения сигнала через препятствие (дБ).

Тогда среднее затухание сигнала для равномерного распределения источников помехи M(L) (дБ) будет определяться как:

$$M(L) = L_{\max} - \frac{N}{2\ln 10'}$$
(2)

где L_{\max} – наибольшее возможное затухание, определяемое чувствительностью приемника (дБ).

Как было показано ранее в [5], спектральная маска сигнала $SI_n(f)$ (дБм), создающего интерференцию, определяется выражением:

$$SI_n(f) = P_{rad} + S(f - F_{i,n}) - L,$$
 (3)

где S(f) – спектральная маска канала HT/VHT20; P_{rad} – мощность излучения источника сигнала (дБм); $F_{i,n}$ – центральная частота канала, создающего интерференцию (МГц); n – номер канала, при их общем числе равном k; L – среднее затухание сигнала (дБ).

Спектральная маска целевого сигнала $S_T(f)$ (дБм) определяется выражением:

$$S_T(f) = P_T + S(f - F_T).$$
 (4)

Поскольку ключевым параметром, определяющим выбор режима MCS, является ОСШ [7], а также ввиду того, что основным результатом межканальной интерференции является его уменьшение (деградация) [4], рассмотрим сигнал, создающий интерференцию.

Введем следующие обозначения:

m_n – число ТД канала *n*, чей сигнал доступен для приема;

*F*_{*i*,*n*} – частота канала с номером *n*;

Q – вероятность занятости канального ресурса.

Будем полагать, что Q одинакова для всех ТД, создающих помехи и представляет собой фактически долю времени, в течение которого временной ресурс канала занят. Поскольку мы приняли, что внутриканальная интерференция отсутствует, то $m_n = 0$ для n, равного номеру целевого канала. В [5] было показано, что общая спектральная маска всех помех SIw(f) (мВт) равна:

$$SIw(f) = NF + Qm_n \sum_{n=1}^{k} 10^{\frac{P_{rad} + S(f - F_{i,n}) - L}{10}},$$
 (5)

где NF – шумовой порог (мВт).

Спектральная маска целевого сигнала в абсолютных единицах $Sw_T(f)$ (мВт) будет определяться как:

$$Sw_T(f) = 10^{\frac{P_T + S(f - F_T)}{10}}$$
 (6)

Тогда, согласно [8], деградация ОСШ, вызванная межканальной интерференцией, составляет:

$$\Delta SNR = SNR_0 - SNR,\tag{7}$$

где SNR – ОСШ для целевого канала (дБ), определяемое как:

$$SNR = 10 \lg \frac{\int_{F_T - A_T}^{F_T + A_T} Sw_T(f) df}{\int_{F_T - A_T}^{F_T + A_T} SIw(f) df'},$$
(8)

а *SNR*⁰ – ОСШ в отсутствие межканальной интерференции, определяемое как:

$$SNR_0 = 10 \lg \frac{\int_{F_T - A_T}^{F_T + A_T} Sw_T(f) df}{NF \cdot 2A_T},$$
(9)

если *A_T* – половина ширины основной части спектральной маски целевого канала.

Полученная величина ΔSNR представляет собой модельное значение, на которое уменьшится ОСШ для целевого сигнала, т.е. позволит оценивать уменьшение пиковой пропускной способности канала в связи с необходимостью для ТД работать в режимах, соответствующих меньшим индексам MCS.

Далее рассмотрим типовые сценарии работы, наиболее часто встречающиеся в проектной практике, и оценим расчетные значения Δ*SNR* для каждого из них.

Модель влияния на скорость передачи

Теперь рассмотрим, как влияет рассмотренное уменьшение ОСШ на фактическую скорость передачи, определяемую индексом MCS.

Введем скорость передачи согласно MCS *PHYRate* (Мбит/с) [9]:

$$PHYRate = \frac{N_{DBPS}}{T_{SYM}},$$
 (10)

где T_{SYM} – длительность передачи символа с учетом межсимвольного защитного интервала (мкс).

При этом зависимость числа бит полезной нагрузки на OFDM-символ, согласно [7], удобно принять как:

$$N_{DBPS}(SNR) = \begin{cases} 0; SNR < 2\\ 26; 2 \le SNR < 5\\ 52; 5 \le SNR < 9\\ N_{DBPS_{\max}}\left(1 - exp\left(-\frac{SNR^2}{2a^2}\right)\right); SNR > 9 \end{cases}$$
(11)

где $N_{DBPS_{max}}$ – наибольшее число бит данных на OFDM-символ; *а* – полуширина гауссоиды, аппроксимирующей целевую дискретную функцию [7]. В рассматриваемых условиях для 802.11ac $N_{DBPS_{max}}$ соответствует 312 и для 802.11n – 260.

Теперь рассмотрим зависимость *PHYRate(SNR*) для области *SNR* > 9 дБ:

$$PHYRate = \frac{N_{DBPS_{\max}}\left(1 - \exp\left(-\frac{SNR^2}{2a^2}\right)\right)}{T_{SYM}}.$$
 (12)

Поскольку функция (12) является монотонно возрастающей [7], то значение $\Delta PHYRate$, соответствующее величине ΔSNR , будет определяться как:

$$\Delta PHYRate = PHYRate_0 - PHYRate, \tag{13}$$

и после преобразований:

$$\Delta PHYRate = \frac{N_{DBPS_{max}}}{T_{SYM}} \times \left(\exp\left(-\frac{(SNR_0 - \Delta SNR)^2}{2a^2}\right) - \exp\left(-\frac{SNR_0^2}{2a^2}\right) \right),$$
(14)

где *PHYRate*⁰ – это скорость передачи при ОСШ, равном *SNR*₀.

Таким образом, если работа идет при значениях величины ОСШ больших, чем 9 дБ, то удобно воспользоваться формулой (14) для оценки фактического значения деградации скорости модуляции и кодирования как функции от снижения (деградации) значения ОСШ (дБ).

Количественные оценки для различных сценариев работы

Теперь, имея в нашем распоряжении модель, характеризующую уменьшение ОСШ как модельную меру межканальной интерференции, оценим работу сетей IEEE 802.11 для различных сценариев их работы. Рассматриваемые сценарии и их параметры приведены в таблице 1.

	Ста	ндартные п	араметры		C	T
Nº	Версия стандарта	Диапазон, ГГц	Номер и тип целевого канала	план	сторонние сети	тип канала- помехи
1.	IEEE 802.11n	2,4	6, HT20	1,6,11	Нет	HT20
2.	IEEE 802.11n	2,4	6, HT20	1,6,11	Да	HT20
3.	IEEE 802.11n	2,4	6, HT20	1,6,11	Да	HT40
4.	IEEE 802.11n	2,4	5, HT20	1,5,9,13	Нет	HT20
5.	IEEE 802.11n	2,4	4, HT20	1,4,8,11	Нет	HT20
6.	IEEE 802.11ac	5	44, VHT20	UNII 1-2	Да	VHT20
7.	IEEE 802.11ac	5	44, VHT20	UNII 1-2	Да	VHT80

Поясним выбор параметров из таблицы 1. Будем учитывать следующие факторы.

1) Стандарты. Так, в каждом из диапазонов мы будем рассматривать только наиболее современный работоспособный режим работы: 802.11n для 2,4 ГГц и 802.11ac для 5 ГГц.

2) Частотный план. Является важнейшей отправной точкой, поэтому для диапазона 2,4 ГГц мы рассмотрим три наиболее популярных частотных плана, обозначив их как «1, 6, 11», «1, 5, 9, 13» и «1, 4, 8, 11». При этом числа через запятую обозначают номера частотных каналов согласно [10]. Первый из них является типовым частотным планом, рекомендуемым для частотно-территориального планирования сетей Wi-Fi во всем мире, поскольку обеспечивает работоспособность ячеистой БЛВС в любом регуляторном домене [11]. Два других часто рассматривают с целью организовать покрытия четырьмя каналами в различных регуляторных условиях. При этом план «1, 5, 9, 13» является предпочтительным при доступности канала 13, а план «1, 4, 8, 11» – при его недоступности [4, 12].

3) Помехи. Т. е. имеются или нет в радиусе действия ячейки сторонних сетей, создающие для целевой ячейки эффекты межканальной интерференции. Будем при этом считать, что в случае существенного их влияния помехи имеются в каждом канале, т. е. соответствующий диапазон зашумлен сторонними сетями равномерно.

4) Тип канала, создающего интерференцию (помехи). Так, для диапазона 2,4 ГГц, будем рассматривать каналы НТ20 и НТ40. Такой выбор объясняется необходимостью продемонстрировать количественно влияние канала шириной 40 МГц для сети 802.11n в диапазоне 2,4 ГГц, поскольку более широкие каналы в данном случае

45

недоступны. В диапазоне 5 ГГц для сети 802.11ас, доступны более широкие режимы агрегирования, поэтому будем учитывать влияние каналов VHT20 и VHT80.

В данном случае в первых 5 сценариях (см. таблицу 1) рассматривается работа в диапазоне 2,4 ГГц в различных условиях, а в сценариях 6 и 7 рассматриваем частотный план, в котором используются только поддиапазоны UNII-1 и UNII-2 (8 каналов с номерами от 36 до 64). При этом для сценария 7, будем считать, что агрегированных (VHT80) каналов, создающих помеху, используется три: (36+40+44+48), (44+48+52+56) и (52+56+60+64).

Метод, результаты расчетов и их анализ

В работе [5] было ранее показано, что среднее затухание L из формулы (3) помехообразующего сигнала для диапазона 5 ГГц в соответствии с моделью составляет 89,26 дБ. Что касается диапазона 2,4 ГГц, то это значение отличается незначительно и составляет 89,48 дБ в рамках принятой в работе модели. Будем считать, что уровень приема целевого сигнала стабилен и составляет –60 дБм, а шумовой порог в условиях работы равен –90 дБм, (*SNR*₀ = 30 дБ) – типовое значение для ОСШ в корпоративных сетях [10, 7].

Для описания влияния сторонних сетей на наиболее распространенные частотные планы приведен рисунок 1. Для удобства восприятия, выбран логарифмический масштаб по шкале мощности сигнала S.

В таблице 2 приведены основные результаты расчетов: значения деградации ОСШ, согласно (7), и модельного снижения скорости модуляции и кодирования, согласно (14). Особо отметим практическое отсутствие деградации ОСШ для рекомендуемых частотных планов в типовых внедрениях БЛВС (сценарии 1 и 4).



Рис. 1. Энергетический спектр целевого сигнала (красная линия) на фоне суммарной помехи (синяя линия) для сценария 1 (а), 2 (б) и 3 (в)

		-	1 - 5				
Nº	Версия стандарта	Сторонние сети	Тип канала- помехи	m_n	Q	ΔSNR, дБ	Δ <i>PHYRate,</i> Мбит/с
1.	IEEE 802.11n	Нет	HT20	2	0,3	0,11	0,08
2.	IEEE 802.11n	Да	HT20	2	0,3	13,98	26,94
3.	IEEE 802.11n	Да	HT40	1	0,3	17,93	40,75
4.	IEEE 802.11n	Нет	HT20	2	0,3	0,35	0,25
5.	IEEE 802.11n	Нет	HT20	2	0,3	6,33	7,45
6.	IEEE 802.11ac	Да	VHT20	1	0,3	0,21	0,18
7.	IEEE 802.11ac	Да	VHT80	1	0,3	12,75	27,63

ТАБЛИЦА 2. Результаты расчетов	ТАБЛИЦА	2. Результаты	расчетов
--------------------------------	---------	---------------	----------

Из таблицы 2 видно, что частотный план в диапазоне 2,4 ГГц с выбором каналов «1, 4, 8, 11» является нежелательным, поскольку по сравнению со сценариями 1 и 4 дает заметное (на 7,4 Мбит/с) снижение средней скорости модуляции и кодирования. В то же время частотный план с номерами каналов «1, 5, 9, 13» для диапазона 2,4 ГГц, является приемлемым при условии корректной поддержки абонентскими устройствами работы в канале 13 [13]. Однако стоит отметить, что увеличение числа доступных каналов с трех до четырех принципиально не решит существующие проблемы недостатка доступной полосы спектра для большинства инсталляций в данном частотном диапазоне; в то же время это расширит проектные возможности для решения конкретной задачи по построению радиопокрытия.

Для работы в диапазоне 5 ГГц видно практическое отсутствие негативного влияния сторонних сетей, поскольку при работе в этом диапазоне центральные частоты каналов имеют шаг, равный 20 МГц, что частично исключает характерную для диапазона 2,4 ГГц ситуацию, когда используют произвольный выбор каналов. В то же время, применение агрегирования каналов в режиме VHT80 (сценарий 7) дает негативный эффект с точки зрения влияния межканальной интерференции в диапазоне 5 ГГц, сравнимый по порядку величины с применением каналов HT40 на частотах 2,4 ГГц (сценарий 3).

Выводы

В результате проведенного исследования разработана модель для количественной оценки влияния межканальной интерференции на скорость модуляции и кодирования, предложен метод расчета и получены количественные оценки работы сети IEEE 802.11n/ас в различных режимах, встречающихся в инженерной практике, а также получена количественная оценка практической возможности использования основных четырехканальных частотных планов для работы в диапазоне 2,4 ГГц, с учетом межканальной интерференции.

С точки зрения дальнейшей работы, развитием данного подхода видится рассмотрение результатов натурных наблюдений в сетях беспроводного доступа с их оценкой согласно предложенной модели межканальной интерференции.

Интересным представляется рассмотрение сценария 1 для помехообразующих сигналов, которые создаются источниками, находящимися в прямой видимости от целевой ТД. Значимость рассмотрения такого случая состоит в том, что это наиболее часто встречающаяся ситуация покрытия этажной планировки, в случае если планировка является протяженным вдоль одной оси крылом здания с одним длинным коридором. Полученные в работе результаты могут быть использованы в задачах анализа функционирования, а также в инженерных задачах планирования БЛВС.

Список используемых источников

1. Викулов А.С., Парамонов А.И. Анализ основных видов помех в задаче планирования сетей Wi-Fi с высокой плотностью пользователей // Информационные технологии и телекоммуникации. 2018. Т. 6. № 1. С. 21–31. URL: http://www.sut.ru/doci/nauka/review/20185/21-31.pdf (дата обращения: 18.02.2019)

2. Angelakis V., Papadakis S., Siris V., Traganitis A. Adjacent channel interference in 802.11a: Modeling and testbed validation // Proceedings of the Radio and Wireless Symposium (Orlando, USA, 22–24 January 2008). Piscataway, NJ: IEEE, 2008. PP. 591–594. DOI:10.1109/RWS.2008.4463561

3. Campolo C., Sommer C., Dressler F., Molinaro A. On the impact of adjacent channel interference in multi-channel VANETs // Proceedings of the International Conference on Communications (ICC, Kuala Lumpur, Malaysia, 22–27 May 2016). Piscataway, NJ: IEEE, 2016. DOI:10.1109/ICC.2016.7511085

4. Florwick J., Whiteaker J., Amrod A.C., Woodhams J. Wireless LAN Design Guide for High Density Environments in Higher Education // Cisco Systems Design Guide. 2017. URL: https://www.cisco.com/c/en/us/products/collateral/wireless/aironet-1250-series/design_guide_c07-693245.pdf. (дата обращения: 18.02.2019)

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

6. Рекомендация МСЭ-R Р.1238-8 (07/2015). Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования для планирования систем радиосвязи внутри помещений и локальных зоновых радиосетей в частотном диапазоне 300 МГц–100 ГГц. Серия Р. Распространение радиоволн.

7. Викулов А.С., Парамонов А.И. Модель канала OFDM в задаче оценки эффективности сети IEEE 802.11 // Инфокоммуникационные технологии. 2018. Т. 16. № 3. С. 290–297.

8. Рекомендация МСЭ-R SM.337-5 (2018). Частотный и территориальный разнос.

9. Викулов А.С., Парамонов А.И. Эффективность использования канала и метод оптимизации числа кадров в блоке А-MSDU для сети IEEE 802.11ac // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2018. № 4(32). С. 21–31.

10. IEEE Std 802.11-2016. IEEE Standard for Information technology. Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks. Specific requirements. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. NY: IEEE, 2016. DOI:10.1109/IEEESTD.2016.7786995

11. IEEE Standard Association. IEEE Std 802.11d-2001. Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks. Specific requirements. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. Amendment 3: Specification for operation in additional regulatory domains. NY: IEEE; 2001. DOI:10.1109/IEEESTD.2001.93285

12. Outdoor MIMO Wireless Networks // Validated Reference Design. Sunnyvale: Aruba Networks, Inc., 2012.

13. Channel Deployment Issues for 2.4-GHz 802.11 WLANs. San Jose: Cisco Systems, Inc., 2004.

* * *

ADJACENT CHANNEL INTERFERENCE MODEL ANALYSIS FOR THROUGHPUT ESTIMATION OF THE IEEE 802.11 NETWORKS

A. Vikulov¹, A. Paramonov¹

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

Article info

Article in Russian

For citation: Vikulov A., Paramonov A. Adjacent Channel Interference Model Analysis for Throughput Estimation of the IEEE 802.11 Networks. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(2):43–48. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-2-43-48

Abstract: The article is devoted to the analysis of the adjacent-channel interference effects in the IEEE 802.11n/ac networks. In particular, a method is proposed for estimating the modulation and coding rate change as a function of the signal-to-noise ratio degradation in the adjacent channel interference conditions. A number of work scenarios have been selected, for which calculations have been performed, showing the estimated degradation of the data rate. In particular, a comparison of several common frequency plans for IEEE 802.11n/ac networks was made and their effectiveness was estimated from the perspective of adjacent-channel interference. Thus, the impact of extraneous networks has been estimated. The proposed method provides the opportunity to estimate the efficiency of the channel plan selected in order to improve the network operation.

Keywords: wireless access network, IEEE 802.11, adjacent channel interference, signal to noise ratio, interference, signal attenuation.

References

1. Vikulov A., Paramonov A. Analysis of radio interference influence on the design process of the high density WI-FI Networks. *Telecom IT*. 2018;6(1):21–31. (in Russ.) Available from: http://www.sut.ru/doci/nauka/review/20185/21-31.pdf [Accessed 18th February 2019]

2. Angelakis V., Papadakis S., Siris V., Traganitis A. Adjacent channel interference in 802.11a: Modeling and testbed validation. *Proceedings of the Radio and Wireless Symposium*, 22–24 January 2008, Orlando, USA. Piscataway, NJ: IEEE, 2008. p.591– 594. Available from: https://doi.org/10.1109/RWS.2008.4463561

3. Campolo C., Sommer C., Dressler F., Molinaro A. On the impact of adjacent channel interference in multi-channel VANETs. Proceedings of the International Conference on Communications (ICC), 22–27 May 2016, Kuala Lumpur, Malaysia,). Piscataway, NJ: IEEE, 2016. Available from: https://doi.org/10.1109/ICC.2016.7511085

4. Florwick J., Whiteaker J., Amrod A.C., Woodhams J. Wireless LAN Design Guide for High Density Environments in Higher Education. *Cisco Systems Design Guide*. 2017. URL: https://www.cisco.com/c/en/us/products/collateral/wireless/aironet-1250-series/design_guide_c07-693245.pdf. [Accessed 18th February 2019]

5. Vikulov A.S. Interchannel interference model in IEEE 802.11 netowrks for the task of traffic capacity estimation. *Radio-tekhnicheskie i telekommunikatsionnye sistemy*. 2019;1(33):36–45. (in Russ.)

6. Rec. ITU-R P.1238-8. Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz. July 2015.

7. Vikulov A.S., Paramonov A.I. OFDM Channel model in the problem of the IEEE 802.11 network efficiency estimation. *In-fokommunikacionnye tehnologii*. 2018;16(3):290–297. (in Russ.)

8. Rec. ITU-R SM.337-5. Frequency and distance separations. 2018.

9. Vikulov A.S., Paramonov A.I. The Efficiency of Channel Utilization and Optimization Method of Frame Count in A-MSDU Unit for IEEE 802.11ac Network. *Radiotekhnicheskie i telekommunikatsionnye sistemy*. 2018;4(32):21–31. (in Russ.)

10. IEEE Standard Association. IEEE Std 802.11-2016. IEEE Standard for Information technology. Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks. Specific requirements. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. NY: IEEE; 2016. Available from: https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2016.7786995

11. IEEE Standard Association. IEEE Std 802.11d-2001. *IEEE Standard for Information technology. Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks. Specific requirements. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. Amendment 3: Specification for operation in additional regulatory domains.* NY: IEEE; 2001. DOI:10.1109/IEEESTD.2001.93285

12. Validated Reference Design. Outdoor MIMO Wireless Networks. Sunnyvale: Aruba Networks, Inc.; 2012.

13. Channel Deployment Issues for 2.4-GHz 802.11 WLANs. San Jose: Cisco Systems, Inc.; 2004.

ОБРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ГОРДОНА-МИЛЛСА-ВЕЛЧА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДВОЙСТВЕННОГО БАЗИСА НА ОСНОВЕ ДВУХ РЕГИСТРОВ

С.С. Владимиров^{1*}, О.С. Когновицкий¹

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

Информация о статье

УДК 621.396 Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Владимиров С.С., Когновицкий О.С. Обработка широкополосных последовательностей Гордона–Миллса–Велча с использованием двойственного базиса на основе двух регистров // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 2. С. 49–58. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-2-49-58

Аннотация: Представлен алгоритм обработки и определения, с использованием двойственного базиса, начальных состояний регистров сдвига, формирующих широкополосные последовательности Гордона-Миллса-Велча (ГМВ), которые характеризуются большим их количеством и более высокой структурной скрытностью, чем широко используемые М-последовательности. Показано, что предложенный алгоритм, в отличие от известных, позволяет определять произвольные начальные состояния регистров сдвига, что расширяет возможности применения составных широкополосных последовательностей ГМВ для решения различных задач при передаче информации по каналам связи с шумами.

Ключевые слова: широкополосные последовательности, конечное поле, неприводимый и примитивный многочлен, регистр сдвига с линейной обратной связью, двойственный базис, функция след, децимация.

Введение

Среди семейства псевдослучайных (шумоподобных) последовательностей, применяемых в системах связи, особое место занимают последовательности Гордона-Миллса-Велча (ГМВ), формируемые на основе регистров сдвига с обратной связью. ГМВ-последовательности обладают хорошими автокорреляционными свойствами, аналогичными корреляционным свойствами, аналогичными корреляционным свойствам М-последовательностей, что позволяет успешно их применять для расширения спектра в широкополосных системах, для циклового фазирования, скремблирования, кодового разделения каналов и т. п. Отличительной особенностью ГМВ-последовательностей является их более высокая структурная скрытность.

Исследованиям свойств ГМВ-последовательностей, их синтезу и обработке посвящено значительное число работ отечественных и зарубежных авторов. К числу ранних работ отечественных авторов, посвященных исследованию ГМВ-последовательностей, относятся работы Е.И. Кренгеля [1, 2] и В.Г. Стародубцева [3, 4]. В частности, в трудах Е.И. Кренгеля подробно рассматриваются вопросы генерации ГМВпоследовательностей и их корреляционные свойства, а также применимость их в системах с кодовым разделением каналов. Научные труды В.Г. Стародубцева посвящены, главным образом, методам формирования ГМВ-последовательностей на основе регистров сдвига с линейной обратной связью, а также на основе матричного представления М-последовательностей составного периода над конечными полями с двойным расширением.

Очевидно, что ГМВ-последовательности, как псевдослучайные, могут найти применение в широкополосных системах связи не только для расширения спектра, но и как переносчики информации. При этом передаваемая информация может представляться определенными, например, начальными, состояниями ячеек регистра сдвига с обратной связью. Использование ГМВ-последовательностей обеспечивает большую структурную скрытность передачи информации, поэтому они в большей степени применимы для шифрования информации, закодированной, например, фазой Мпоследовательности. В [4] рассмотрена задача передачи информации в виде начальных фаз регистров сдвига с линейной обратной связью равной длины, формирующих ГМВ-последовательности. Недостатком разработанного и представленного в работе [4] алгоритма является то, что начальные состояния обоих регистров выбираются одинаковыми. Из работы не ясно, насколько изменится и усложнится разработанный алгоритм, если начальные состояния ячеек регистров будут различными.

Кроме того, в указанной выше работе не рассматривается вопрос обработки и распознавания ГМВ-последовательностей на приеме. Наиболее часто применяемой является корреляционная обработка и распознавание ГМВ-последовательностей на приеме, особенно в системах с кодовым разделением CDMA. Однако, во многих случаях, например, для повышения безопасности передачи информации, надежности циклового фазирования и др., увеличивают структурную скрытность и, с этой целью, увеличивают длительность ГМВ-последовательностей, что, в случае корреляционной обработки, естественно приведет к усложнению реализации из-за установки на приеме большого количества корреляторов или согласованных фильтров. Поэтому актуальной является задача разработки, отличных от корреляционных, методов обработки и распознавания таких последовательностей на приеме.

В данной работе рассматривается применение для обработки и распознавания ГМВ-последовательностей двойственного базиса [5], расширяющего возможности применения ГМВ-последовательностей для решения различных задач. В частности, в отличие от рассмотренных в цитируемых источниках алгоритмов, при использовании двойственного базиса допускаются произвольные начальные состояния обоих регистров сдвига с линейными обратными связями.

Формирование ГМВ-последовательностей на основе регистров сдвига

Рассмотрим алгоритм формирования ГМВ-последовательностей на основе двух регистров сдвига. Во-первых, отметим, что псевдослучайные ГМВ-последовательности являются составными, наподобие последовательностей Голда или ЛРД-последовательностей [5]. При этом, в отличие от выше приведенных, основой ГМВ-последовательности является заданная исходная М-последовательность с периодом $N = 2^n - 1$, из которой путем децимаций формируются две другие последовательности - одна с периодом *N*, а вторая с меньшим периодом *N*₁, являющимся делителем N. Линейная сумма этих двух последовательностей и будет представлять собой формируемую ГМВ-последовательность с периодом N. Как показано в [4], эти две последовательности (рисунок 1) формируются с помощью двух *п*-элементных рекуррентных регистров сдвига с линейными обратными связями (РОС). Обе выходные последовательности поэлементно складываются по mod 2, образуя тем самым ГМВ-последовательности. Для построения регистров сдвига с линейными обратными связями выбирают два неприводимых многочлена степени $n - h_1(x)$ и $h_2(x)$, корни которых являются *p*-сопряженными (*p* = 2) элементами расширенного поля GF(2ⁿ) с первообразным элементом поля ε – корнем примитивного многочлена g(x), по которому построены расширенное поле $GF(2^n)$ и исходная М-последовательность. При этом степени корней многочлена q(x) представляют собой циклокласс {1, 2, 4, 8, ..., 2ⁿ⁻¹}, а степени корней многочленов $h_1(x)$ и $h_2(x)$ – циклоклассы { $q_1, 2q_1, 4q_1, ...,$ $2^{n-1}q_1$ } и { q_2 , $2q_2$, $4q_2$, ..., $2^{n-1}q_2$ }, соответственно, где q1 и q2 – индексы децимаций, выбранных для построения ГМВ-последовательности. Формируемая ГМВ-последовательность будет являться рекуррентной последовательностью с периодом $N = 2^n - 1$, удовлетворяющей характеристическому многочлену $h(x) = h_1(x) \cdot h_2(x)$ степени 2*n*.

Начальный	$POC h_1(x)$
элемент 1	→ I MB-последовательность
<u>Начальный</u> элемент 2	\rightarrow POC $h_2(x)$

Рис. 1. Схема генератора ГМВ-последовательностей

Итак, как было заявлено ранее, задачей декодера на приеме будем считать определение переносчиков информации ГМВ-последовательностей, а именно – определение начальных фаз обеих составляющих последовательностей, которые обозначим как M_1 для многочлена $h_1(x)$ и M_2 для многочлена $h_2(x)$.

Обработка ГМВ-последовательностей с использованием двойственного базиса

Решение поставленной выше задачи зависит от того, с какой системой связи мы имеем дело, – синхронной или асинхронной. Наибольшее распространение среди широкополосных систем связи получили синхронные системы, в которых в качестве расширяющих могут использоваться также и ГМВпоследовательности, обладающие, к тому же повышенной структурной скрытностью по сравнению с широко применяемыми обычными Мпоследовательностями. При этом, как было отмечено, начальные фазы составных последовательностей могут представлять собой передаваемую информацию, в том числе это может быть адресная или другая специальная информация, известная только отправителю и получателю.

Кроме того, применение двойственного базиса за счет мажоритарного принятия решения обеспечивает, при более простой реализации, достоверность, сравнимую с корреляционной обработкой. Наконец, применение двойственного базиса позволяет избежать еще одного недостатка алгоритма, описанного в [4], который заключается в том, что формирование составляющих последовательностей M_1 и M_2 привязано к канонической исходной М-последовательности, образованной примитивным многочленом g(x) степени *n*. Рассмотрим на примере алгоритм обработки ГМВ-последовательностей, основанный на применении двойственного базиса, при условии, что формирование ГМВ-последовательностей происходит с помощью двух регистров сдвига по модулю многочленов $h_1(x)$ и $h_2(x)$ соответственно [6], включенных по схеме Галуа.

Проведем анализ алгоритмов формирования и обработки с использованием двойственного базиса ГМВ-последовательностей с периодом *N* = 2⁶ – 1 над полем GF(26) на основе двух регистров сдвига с обратными связями. При этом исходные данные выберем те же, что и в работе [4], а именно, исходной М-последовательности {s} соответствует характеристический примитивный многочлен $\phi(x) = 1 + x + x$ + x⁶, корнями которого будут сопряженные первообразные элементы поля ε , ε^2 , ε^4 , ε^8 , ε^{16} , ε^{32} . Составная двоичная ГМВ-последовательность {t} представляет собой поэлементную сумму по mod 2 двух других последовательностей {u} и {v}, которым соответствуют неприводимые характеристические многочлены $h_1(x)$ и $h_2(x)$. Условимся, что последовательность {*u*} формируется из исходной М-последовательности {s} путем децимаций с индексом $q_1 = 5$, а последовательность $\{v\}$ – с индексом децимации $q_2 = 3$. Тогда корнями многочлена $h_1(x)$ будут пятые степени корней многочлена $\varphi(x)$ [7], т.е. – $\{(\epsilon)^5, (\epsilon^2)^5, (\epsilon^4)^5, (\epsilon^8)^5, (\epsilon^{16})^5, (\epsilon^{32})^5\} = \{\epsilon^5, \epsilon^{10}, \epsilon^{20}, \epsilon^{40}, \epsilon^{17}, \epsilon^{10}\}$ ε^{34} }. Соответственно, корнями многочлена $h_2(x)$ будут третьи степени корней исходного многочлена $\phi(x)$, т. е. – { ϵ^3 , ϵ^6 , ϵ^{12} , ϵ^{24} , ϵ^{48} , ϵ^{33} }. При этом из теории полей Галуа следует, что порядок корней многочленов $h_1(x)$ и $h_2(x)$ будет для $h_1(x)$: $\frac{_{63}}{_{\rm HOД(63,5)}} = 63$ и для $h_2(x)$: $\frac{63}{HOD(63,3)} = 21$. Отсюда последовательность {u} будет иметь максимальный период М₁, равный $N_1 = 63$, а последовательность {v} будет состоять их трех периодов последовательности M₂ длиной $N_2 = 21$, формируемой многочленом $h_2(x)$.

Зная корни многочленов *h*₁(*x*) и *h*₂(*x*) по формулам Виета найдем и сами многочлены:

$$h_1(x) = 1 + x + x^2 + x^5 + x^6,$$

$$h_2(x) = 1 + x + x^2 + x^4 + x^6.$$
(1)

Так как последовательности $\{u\}$ и $\{v\}$ формируются из исходной М-последовательности $\{s\} = (s_0, s_1, s_2, s_3, s_4, \dots s_i, \dots, s_{61}, s_{62})$ путем децимаций с индексами $q_1 = 5$ и $q_2 = 3$, то элементы последовательностей $\{u\}$ и $\{v\}$ будут определяться как $u_i = s_{q_1i} = s_{5i \pmod{63}}$ и как $v_i = s_{q_2i} = s_{3i \pmod{21}}$, соответственно, где $0 \le i \le 62$.

Из многочленов (1) следует, что элементы последовательностей $\{u\}$ и $\{v\}$ удовлетворяют рекуррентным уравнениям, соответственно:

$$u_{i\geq 6} = u_{i-1} + u_{i-4} + u_{i-5} + u_{i-6}, (\text{mod } 2),$$

$$v_{i\geq 6} = v_{i-1} + v_{i-4} + v_{i-5} + v_{i-6}, (\text{mod } 2).$$
(2)

Если произвольный элемент поля ε^i записать через левый степенной базис как $\varepsilon = c_0 + c_1\varepsilon + c_2\varepsilon^2 + c_3\varepsilon^3 + c_4\varepsilon^4 + c_5\varepsilon^5$, то, при заданном образующем многочлене $\phi(x)$, функция след от этого элемента будет равна $T(\varepsilon^i) = c_5 = s_i$. Каноническая М-последовательность {s} представляется как {s} = {T(1), $T(\varepsilon)$, $T(\varepsilon^2)$, $T(\varepsilon^3)$, ..., $T(\varepsilon^{61})$, $T(\varepsilon^{62})$ }. Двоичная {s} и сформированные из нее последовательности {u}, {v} и составная ГМВ-последовательность {t} показаны в таблице 1.

Составной ГМВ-последовательности {*t*} будет соответствовать характеристический многочлен:

$$h(x) = h_1(x) \cdot h_2(x) = p_0 x^{12} + p_1 x^{11} + p_2 x^{10} + + p_3 x^9 + p_4 x^8 + p_5 x^7 + p_6 x^6 + p_7 x^5 + p_8 x^4 + + p_9 x^3 + p_{10} x^2 + p_{11} x + p_{12} = x^{12} + x^{11} + x^{10} + + x^9 + x^7 + x^2 + 1.$$
(3)

Следовательно, ГМВ-последовательность {*t*} будет удовлетворять рекуррентному уравнению:

$$t_{i\geq 12} = t_{i-1} + t_{i-2} + t_{i-3} + t_{i-5} + t_{i-10} + t_{i-12} \pmod{2}.$$
(4)

Именно это свойство ГМВ-последовательности и позволяет применить для ее обработки двойственный базис. В соответствии с методикой, изложенной в [5], найдены коэффициенты двойственного базиса α_i относительно многочлена $h_1(x)$ и β_i относительно многочлена $h_2(x)$ (таблица 2), выраженные через элементы ε^i поля GF(2⁶), построенного по исходному примитивному многочлену $\phi(x)$.

Рассмотрим теперь нахождение начальных состояний ячеек регистров сдвига, формирующих последовательности $\{u\}$ и $\{v\}$, в процессе обработки на приемной стороне ГМВ-последовательности $\{t\}$.

Начальным элементам составных последовательностей $\{u\}$ и $\{v\}$ будут соответствовать элементы поля, представленные в степенной либо в векторной форме. Так, для последовательности $\{u\}$ начальный элемент регистра сдвига, соответствующего многочлену $h_1(x)$, будет иметь следующий общий вид:

$$C(\mu) = a_0 + a_1\mu + a_2\mu^2 + a_3\mu^3 + a_4\mu^4 + a_5\mu^5 \equiv \equiv (a_0, a_1, a_2, a_3, a_4, a_5), \text{ [mod 2, } h_1(\mu)\text{];}$$

или выраженный через є: (5)
$$C(\epsilon) = c_0 + c_1\epsilon + c_2\epsilon^2 + c_3\epsilon^3 + c_4\epsilon^4 + c_5\epsilon^5 \equiv \equiv (c_0, c_1, c_2, c_3, c_4, c_5), \text{ [mod 2, } \phi(\epsilon)\text{].}$$

Аналогично для последовательности {v}:

$$D(\gamma) = b_0 + b_1 \gamma + b_2 \gamma^2 + b_3 \gamma^3 + b_4 \gamma^4 + b_5 \gamma^5 \equiv \equiv (b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5), \quad [\text{mod } 2, h_2(\gamma)];$$

или выраженный через є:

$$D(\varepsilon) = d_0 + d_1\varepsilon + d_2\varepsilon^2 + d_3\varepsilon^3 + d_4\varepsilon^4 + d_5\varepsilon^5 \equiv \equiv (d_0, d_1, d_2, d_3, d_4, d_5), \quad [\text{mod } 2, \varphi(\varepsilon)].$$

(6)

						-	-	-													
(1)	S_0	S 1	S 2	S 3	S 4	S 5	S 6	S 7	S 8	S 9	S 10	S 11	S 12	S 13	S 14	S 15	S 16	S 17	S 18	S 19	S 20
{\$}	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	1	0	0	1
{ <i>u</i> }	u_0	u_1	u_2	<i>U</i> 3	U 4	u_5	u_6	U 7	U 8	U 9	u_{10}	u_{11}	U ₁₂	<i>u</i> ₁₃	U 14	U 15	U 16	U 17	U 18	U 19	U 20
<i>q</i> ₁ =5	0	1	1	1	1	1	1	0	1	0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	0	1
{ <i>v</i> }	<i>V</i> 0	<i>V</i> 1	V 2	V 3	V 4	V 5	V 6	V 7	V 8	V 9	V 10	V 11	V 12	V 13	V 14	V 15	V 16	V 17	V 18	V 19	V 20
<i>q</i> ₂ =3	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1	1
(+)	t_0	t_1	t_2	t_3	t_4	t_5	t_6	t7	t_8	t9	t_{10}	t_{11}	t_{12}	t_{13}	t_{14}	t_{15}	t_{16}	t_{17}	t_{18}	t_{19}	t_{20}
<i>{</i> 1 <i>}</i>	0	1	1	1	1	0	1	1	1	0	0	1	1	1	1	0	1	0	0	1	0
(c)	S 21	S 22	S 23	S 24	S 25	S 26	S 27	S 28	S 29	S 30	S 31	S 32	S 33	S 34	S 35	S 36	S 37	S 38	S 39	S 40	S 41
1 37	1	1	1	0	1	0	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	1	0	1	1	0
5nl	u_{21}	U 22	<i>u</i> ₂₃	U 24	U 25	U 26	U 27	U 28	U 29	U 30	U 31	U 32	<i>u</i> ₃₃	U 34	U 35	U 36	U 37	U 38	U 39	U40	U 41
ιus	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	1	0	0	1	0
<i>Γ</i> υλ	V 21	V 22	V 23	V 24	V 25	V 26	V 27	V 28	V 29	V 30	V 31	V 32	V 33	V 34	V 35	V 36	V 37	V 38	V 39	V 40	V 41
103	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1	1
<i>∫†</i> \	t_{21}	t_{22}	t_{23}	t_{24}	t_{25}	t_{26}	t_{27}	t_{28}	t_{29}	t_{30}	t_{31}	t_{32}	t_{33}	t_{34}	t35	t_{36}	t37	t ₃₈	t39	t_{40}	t_{41}
τ¢γ	1	1	0	1	1	1	0	1	0	0	0	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1
(c)	S 42	S 43	S44	S 45	S 46	S 47	S 48	S 49	S 50	S 51	S 52	S 53	S 54	S 55	S 56	S 57	S 58	S 59	S 60	S 61	S 62
1 37	1	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1
5nl	U 42	U 43	U 44	U 45	U 46	U 47	U 48	U 49	U 50	U 51	U 52	U 53	U 54	U 55	U 56	U 57	U 58	U 59	U 60	U 61	U 62
ιus	1	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	1	1
<i>Γ</i> υλ	V 42	V 43	V 44	V 45	V 46	V 47	V 48	V 49	V 50	V 51	V 52	V 53	V 54	V 55	V 56	V 57	V 58	V 59	V 60	V 61	V 62
17	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1	1
{ <i>t</i> }	t_{42}	t43	t44	t_{45}	t_{46}	t47	t_{48}	t49	t_{50}	t_{51}	t_{52}	t ₅₃	t_{54}	<i>t</i> 55	t_{56}	t 57	t_{58}	t59	t_{60}	t_{61}	t_{62}
ાન્ડ	1	0	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0

ТАБЛИЦА 1. Формирование составной ГМВ-последовательности

ТАБЛИЦА 2. Коэффициенты двойственного базиса

α _i (ε)	α_1	α2	α3	α4	α_5	α6	α7	α8	α9	α10	α ₁₁	α12
	ε ⁴³	ε ³⁸	ε ³¹	ε ²⁶	ε ²¹	ε ¹⁶	ε ¹¹	ε ⁵⁰	ε ⁴⁵	ε ⁹	ε47	ε ⁴⁸
0(.)	β_1	β2	β3	β4	β5	β ₆	β7	β8	β9	β10	β11	β ₁₂
p <i>i</i> (8)	ε ¹⁶	ε ¹³	ε ¹¹	ε ⁸	ε ⁵	ε ²	ε ⁶²	ε ⁵⁵	ε ⁵²	ε ³²	ε ⁵¹	ε ¹⁹

Более простая реализация будет в случае выражения начальных элементов через один элемент поля ε – корень исходного многочлена $\varphi(x)$, а не через различные элементы μ и γ – корни многочленов $h_1(x)$ и $h_2(x)$, где $\mu = \varepsilon^5$ и $\gamma = \varepsilon^3$.

Как показано в [5], начальные элементы последовательностей $\{u\}$ и $\{v\}$ могут быть определены по любому безошибочному 12-элементному участку принятой ГМВ-последовательности $\{t\}$. Предположим, что выделен 12-элементный участок канонической ГМВ-последовательности (см. таблицу 1) с начальным порядковым номером i = 51, т. е.:

Тогда, в соответствии с [5], найдем:

$$C(\varepsilon) = (\varepsilon^{5})^{-i} \sum_{j=1}^{12} \alpha_{j} t_{i+j-1} = (\varepsilon^{5})^{-51} (\alpha_{2} + \alpha_{6}) =$$

= $\varepsilon^{-3} (\varepsilon^{38} + \varepsilon^{16}) = 1, \mod \varphi(\varepsilon);$ (7)

$$D(\varepsilon) = (\varepsilon^{3})^{-i} \sum_{j=1}^{n} \beta_{j} t_{i+j-1} = (\varepsilon^{3})^{-51} (\beta_{2} + \beta_{6}) =$$

= $\varepsilon^{-27} (\varepsilon^{13} + \varepsilon^{2}) = 1, \mod \varphi(\varepsilon).$

Можно показать, что также выполняются равенства: $C(\mu) = 1 \pmod{h_1(\mu)}$; $D(\gamma) = 1 \pmod{h_2(\gamma)}$.

Таким образом, мы убеждаемся, что начальным элементам последовательностей $\{u\}$ и $\{v\}$ канонической ГМВ-последовательности $\{t\}$ действительно соответствуют единичные элементы регистров сдвига, а передаваемая информация в векторном представлении будет: (*C*, *D*) = [(100000)(100000)].

Покажем, что алгоритм распознавания начальных состояний регистров остается таким же и при произвольных начальных элементах $C(\mu) \pmod{h_1(x)}$ и $D(\gamma) \pmod{h_2(x)}$ этих регистров.

Пусть начальные элементы регистров, формирующих последовательности {*u*} и {*v*}, будут равны, соответственно: $C(\mu) = \mu^{55} \equiv 1 + \mu^3 \rightarrow [a] = (a_0, a_1, a_2, a_3, a_4, a_5) = (100100) (mod h_1(\mu)) и D(\gamma) = 1 + \gamma + \gamma^2 \rightarrow \mathbf{b} = (b_0, b_1, b_2, b_3, b_4, b_5) = (111000) (mod h_2(\gamma)). Как видим, вектору [a] в десятичной системе счисления соответствует цифра 9 (младший разряд слева), а вектору [b] – цифра 7. Тогда первый элемент$ *u* $⁰ последовательности {$ *u* $}, выраженный функцией след, будет равен$ *u* $₀ = <math>T(\mu^{55}) = 1$, (mod $h_1(\mu)$, а первый элемент *v*₀ последовательности {*v*} будет равен *v*₀ = $T(1 + \gamma + \gamma^2) = 0$, (mod $h_2(\gamma)$. Сумма этих элемен-

тов по mod 2 порождает первый элемент последовательности $\{t\} t_0 = u_0 + v_0 = 1$. В таблице 3 представлены первые 15-элементные участки последова-

тельностей $\{u\}$, $\{v\}$ и $\{t\}$, порождаемые указанными выше начальными элементами С(μ) и $D(\gamma)$.

ТАБЛИЦА 3. Первые 15 элементов последовательностей {u}	, {v} и {t}
--	-------------

()	u_0	u_1	<i>u</i> ₂	<i>u</i> ₃	U_4	u 5	u_6	U 7	U 8	U 9	<i>U</i> ₁₀	u_{11}	U 12	U 13	U 14
<i>{u}</i>	1	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1
()	V 0	v_1	V 2	V 3	V 4	V 5	V 6	V 7	V 8	V 9	V 10	V 11	V 12	V 13	V 14
{ <i>V</i> }	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1
(4)	t_0	t_1	t_2	t_3	t_4	t_5	t_6	t_7	t_8	t9	t_{10}	t_{11}	t_{12}	t_{13}	t_{14}
<i>{L}</i>	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1	0

Выделим первый 12-элементный участок (*i* = 0):

t1 to tз t. t5 t_6 t₇ tя t11 to tg t_{10} 1 0 0 1 0 0 0 0 1 0 0 0

и обработаем его двойственным базисом:

$$C(\varepsilon) = \sum_{j=1}^{12} \alpha_j t_{i+j-1} = (\alpha_1 + \alpha_4 + \alpha_9) = (\varepsilon^{43} + \varepsilon^{26} + \varepsilon^{45}) = 1 + \varepsilon^3 + \varepsilon^5 = \varepsilon^{23}, \mod \varphi(\varepsilon);$$
$$D(\varepsilon) = \sum_{j=1}^{8} \beta_j t_{i+j-1} = (\beta_1 + \beta_4 + \beta_9) = (\varepsilon^{16} + \varepsilon^8 + \varepsilon^{52}) = \varepsilon + \varepsilon^3 = \varepsilon^{19}, \mod \varphi(\varepsilon).$$

Выделим теперь другой безошибочный 12-элементный участок (на расстоянии *i* = 3 от начала):

и также обработаем его двойственным базисом:

$$C(\varepsilon) = (\varepsilon^5)^{-3} \sum_{j=1}^{12} \alpha_j t_{i+j-1} = \varepsilon^{-15} (\alpha_1 + \alpha_6 + \alpha_{10} + \alpha_{11}) =$$

= $\varepsilon^{48} (\varepsilon^{43} + \varepsilon^{16} + \varepsilon^9 + \varepsilon^{47}) = 1 + \varepsilon^3 + \varepsilon^5 = \varepsilon^{23}, \mod(\varepsilon);$

$$D(\varepsilon) = (\varepsilon^{3})^{-3} \sum_{j=1}^{8} \beta_{j} t_{i+j-1} = \varepsilon^{-9} (\beta_{1} + \beta_{6} + \beta_{10} + \beta_{11}) =$$

= $\varepsilon^{-9} (\varepsilon^{16} + \varepsilon^{2} + \varepsilon^{32} + \varepsilon^{51}) = \varepsilon + \varepsilon^{3} = \varepsilon^{19}, \operatorname{mod} \varphi(\varepsilon).$

Таким образом, после обработки и одного, и другого безошибочных участков получены одинаковые начальные элементы в векторном представлении:

$$C(\varepsilon) = (c_0, c_1, c_2, c_3, c_4, c_5) = (100101), [mod2, \varphi(\varepsilon)];$$

$$D(\varepsilon) = (d_0, d_1, d_2, d_3, d_4, d_5) = (010100), [mod2, \varphi(\varepsilon)].$$
(8)

Это подтверждает возможность применения мажоритарного (по большинству) принятия решения с целью повышения достоверности декодирования информации, содержащейся в начальных элементах (векторах) регистров сдвига, соответствующих составным последовательностям {*u*} и {*v*}.

Возможны два варианта кодирования информации ГМВ-последовательностей. Первый из вариантов состоит в том, что передаваемая информация представляется начальными элементами $C(\varepsilon)$ и $D(\varepsilon)$, которые на передающей стороне были, пу-

тем умножения на матрицы H и P вида (9), переведены в $C(\mu)$ и $D(\gamma)$ и в векторной форме были записаны в ячейки соответствующих регистров:

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; P = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$
(9)

Блочная схема этого варианта представлена на рисунке 2. В этом первом варианте декодированная информация (при правильном декодировании) в виде элементов $C(\varepsilon)$ и $D(\varepsilon)$ будет после обработки ГМВпоследовательности непосредственно находиться в ячейках соответствующих регистров. Для обратного перевода (в случае необходимости) требуется умножить выделенные вектора (8) на матрицы (9), в результате чего получим:

$$[C(\varepsilon)] \cdot H = (c_0, c_1, c_2, c_3, c_4, c_5) \cdot H = (100101) \cdot H = (100100) \Rightarrow 1 + \mu^3 = C(\mu), \mod h_1(\mu);$$

$$[D(\varepsilon)] \cdot P = (d_0, d_1, d_2, d_3, d_4, d_5) \cdot P = (010100) \cdot P = (111000) \Rightarrow 1 + \gamma + \gamma^2 = D(\gamma), \mod h_2(\gamma).$$

Таким образом, после умножения на указанные матрицы мы получили те начальные элементы $C(\mu)$ и $D(\gamma)$, которые и были установлены на передающей стороне в ячейки регистров в качестве начальных.

Во втором варианте передаваемая информация представляется начальными элементами $C(\mu)$ и $D(\gamma)$, которые на передающей стороне в векторном виде будут непосредственно записаны в ячейки соответствующих регистров. В этом варианте полученные в результате декодирования (при правильном декодировании) элементы $C(\varepsilon)$ и $D(\varepsilon)$ могут быть в векторной форме переведены (в случае необходимости) в начальные элементы $C(\mu)$ и $D(\gamma)$ по тому же алгоритму, что и в первом варианте, т. е. путем умножения векторов [*c*] и [*d*] на соответствующие матрицы перевода *H* и *P* (9).

Выбор того или другого варианта дает возможность еще в большей степени повысить структурную скрытность передачи информации.



Рис. 2. Передающая (а) и приемная (б) части системы формирования и обработки ГМВ-последовательностей

Во втором варианте передаваемая информация представляется начальными элементами $C(\mu)$ и $D(\gamma)$, которые на передающей стороне в векторном виде будут непосредственно записаны в ячейки соответствующих регистров. В этом варианте полученные в результате декодирования (при правильном декодировании) элементы $C(\varepsilon)$ и $D(\varepsilon)$ могут быть в векторной форме переведены (в случае необходимости) в начальные элементы $C(\mu)$ и $D(\gamma)$ по тому же алгоритму, что и в первом варианте, т. е. путем умножения векторов [c] и [d] на соответствующие матрицы перевода H и P (9).

Выбор того или другого варианта дает возможность еще в большей степени повысить структурную скрытность передачи информации.

Для определения весового спектра рассмотренной ранее ГМВ-последовательности с периодом N = 63 над полем GF(2⁶) был произведен полный перебор всех возможных начальных фаз, имеющих значения от 0 до 63 (в десятичном виде), и определены веса полученных ГМВ-последовательностей. Весовой спектр рассмотренной ГМВ-последовательности приведен в таблице 4.

ТАБЛИЦА 4. Весовой спектр ГМВ-последовательностей с периодом *N* = 63 над полем GF(2⁶)

Количество ГМВ-последовательностей	0	24	28	32	36
Bec	1	588	504	1827	1176

Корреляционные свойства ГМВ-последовательности

На примере рассмотренной последовательности ГМВ-последовательность с периодом N = 63 над полем GF(2⁶) оценим корреляционные свойства последовательностей разных весов. При расчете автокорреляционной функции (АКФ) и взаимокорреляционной (ВКФ) функции последовательности ГМВ-последовательности преобразуются от униполярного вида [1, 0] к биполярному [-1, 1].

Для оценки корреляционных свойств были выбраны по две ГМВ-последовательности каждого веса. На графиках (рисунки 3, 4, 5 и 6) начальные элементы каждой из ГМВ-последовательности обозначены в десятичном виде, соответствующем двоичному (векторному) представлению их элементов μ^i для $C(\mu)$ и γ^i для $D(\gamma)$, соответственно. Так, ГМВ-последовательности G{35; 9} соответствует G{1 + μ + μ^5 ; 1 + γ^3 }, а ГМВ-последовательности G{20; 23} соответствует G{ μ^2 + μ^4 ; 1 + γ + γ^2 + γ^4 }.

Вначале определим автокорреляционные свойства выбранных ГМВ-последовательности. Апериодическая автокорреляционная функция (АпАКФ) последовательности {t} вычисляется по формуле:

АпАК
$$\Phi_k(\{t\}) = \sum_{i=0}^{N-1-k} t_i t_{i+k},$$

где k – сдвиг относительно исходной последовательности $\{t\}$.

Периодическая автокорреляционная функция (ПАКФ) вычисляется для замкнутой в кольцо последовательности {*t*} по формуле:

$$\Pi \mathsf{A}\mathsf{K}\Phi_k(\{t\}) = \sum_{i=0}^{N-1} t_i t_{(i+k) \bmod N}.$$

Значения апериодической и периодической ВКФ рассчитываются по аналогичным формулам, в которых рассматривается смещение одной последовательности относительно другой. Графики этих функций для ГМВ-последовательностей различных весов приведены на рисунках 5 и 6. На графике ВКФ для ГМВ-последовательностей веса 24 (см. рисунок 6), можно видеть, что выбранные последовательности циклически смещены друг относительно друга на 9 разрядов. Таким образом, при использовании ГМВпоследовательностей для задач синхронизации необходимо правильно подбирать начальные элементы последовательностей, так как они, образуя циклическую группу, при асинхронном детектировании могут определяться некорректно.











Рис. 5. Значения АпВКФ ГМВ-последовательностей различных весов



Рис. 6. Значения ПВКФ ГМВ-последовательностей различных весов

Вероятностные характеристики декодера ГМВ-последовательностей

Для оценки вероятностных характеристик синхронного декодера ГМВ-последовательностей с использованием двойственного базиса была написана модель системы передачи данных (СПД) для пакета математических вычислений GNU/Octave, схема которой представлена на рисунке 7. Моделирование производилось по методу Монте-Карло для двух моделей каналов: цифрового двоично-симметричного канала (ДСК) без памяти и канала с абсолютно-белым гауссовским шумом (АБГШ) совместно с двоичной фазовой манипуляцией (ФМн-2).



Рис. 7. Схема модели СПД для оценки вероятностных характеристик синхронного декодера ГМВ-последовательностей

При моделировании генератор начальных фаз случайным образом формирует начальные элементы $C(\mu)$ и $D(\gamma)$ и передает их в генератор ГМВ-последовательностей. Сформированная последовательность отправляется в канал передачи данных, откуда подается на вход декодера, реализующего

Линейный масштаб 0.8 0.6 0.4 0.2 0 0.05 0.1 0.15 0.2 0.25 0.3 p_0 a) 1 Рпд Рнд 0.8 0.6 0.4 0.3 -2 -1 -5 -3 0 2 3 E_b/N_0 в)

мажоритарный алгоритм декодирования с использованием двойственного базиса. Затем вычисленные элементы сравниваются с начальными и производится накопление статистики.

Всего в результате декодирования возможны три исхода: правильное декодирование, когда его результат совпадает с начальными элементами, неправильное декодирование в случае несовпадения хотя бы одного из начальных элементов, и отказ от декодирования (обнаруженная неисправляемая ошибка), возникающий при невозможности определить только одну пару начальных элементов. Соответствующие этим исходам оценочные значения вероятностей обозначаются *P*пд, *P*нд и *P*од.

Графики вероятностных характеристик декодера ГМВ-последовательностей в линейном и логарифмическом масштабах для случая канала ДСК представлены на рисунках 8а, 8б, а для случая канала АБГШ – на рисунках 8в, 8г. Согласно полученным графикам вероятностных характеристик вероятность правильного приема кодовой комбинации на уровне 0,9999 достигается уже при нормированном соотношении сигнал/шум около 4 Дб. При отношении сигнал/шум, равном 0 Дб, вероятность правильного приема комбинации составляет уже 0,9. В канале ДСК эти точки соответствуют вероятностям битовой ошибки 0,015 и 0,08.



Рис. 8. Вероятностные характеристики декодера ГМВ-последовательностей для канала ДСК (а, б) и АБГШ с ФМн-2 (в, г)

Заключение

В работе был рассмотрен метод мажоритарного декодирования последовательностей Гордона-Миллса-Велча и определены его вероятностные характеристики для каналов ДСК и АБГШ с манипуляцией ФМн-2. Определено, что часть ГМВ-последовательностей образует циклические группы, что приводит к необходимости тщательно выбирать их начальные элементы, в чтобы избежать ложных срабатываний системах с асинхронным детектированием.

Список используемых источников

1. Кренгель Е.И., Мешковский К.А. М-подобные последовательности над GF(2m) и их применение в широкополосных системах связи // Цифровая обработка сигналов. 2000. № 2. С. 14–19.

2. Кренгель Е.И., Мешковский К.А. Классификация двоичных последовательностей Гордона, Милза, Велча // Радиотехника. 2001. № 12. С. 13–15.

3. Стародубцев В.Г. Алгоритм формирования последовательностей Гордона–Миллса–Велча // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2012. Т. 55. № 7. С. 5–9.

4. Стародубцев В.Г. Формирование последовательностей Гордона–Миллса–Велча на основе регистров сдвига // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2015. Т. 53. № 6. С. 451–457.

5. Когновицкий О.С. Двойственный базис и его применение в телекоммуникациях. СПб.: Линк, 2009. 424 с.

6. Диксон Р.К. Широкополосные системы: Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. М.: Связь, 1979. 304 с.

7. Сарвате Д.В., Персли М.Б. Взаимнокорреляционные свойства псевдослучайных и родственных последовательностей // Труды института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике. 1980. Т. 68. № 5. С. 59–90.

* * *

DUAL BASIS BASED PROCESSING OF WIDEBAND GORDON-MILLS-WELCH SEQUENCES BASED ON TWO LINEAR REGISTERS

S. Vladimirov¹, O. Kognovitsky¹

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

Article info

Article in Russian

For citation: Vladimirov S., Kognovitsky O. Dual Basis Based Processing of Wideband Gordon–Mills–Welch Sequences Based on Two Linear Registers. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(2):49–58. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-2-49-58

Abstract: The paper presents a dual basis based algorithm for processing and determining the initial states of the shift registers that form the Gordon–Mills–Welch (GMW) wideband sequences, which are characterized by their greater number and higher structural secrecy than the widely used M sequences. It is shown that the proposed algorithm, in contrast to the known ones, allows one to determine arbitrary initial states of shift registers, which expands the possibilities of using composite wideband GMW sequences for solving various problems when transmitting information via communication channels with noise.

Keywords: wideband sequences, finite field, irreducible and primitive polynomial, linear feedback shift register, dual basis, trace function, decimation.

References

1. Krengel E.I., Meshkovskii K.A. M-podobnye posledovatelnosti nad GF 2m i ikh primenenie v shirokopo-losnykh sistemakh sviazi [M-Like Sequences Over GF (2m) and Their Application in Wideband Communication Systems]. *Digital Signal Processing.* 2000;2:14–19. (in Russ.)

2. Krengel E.I., Meshkovskii K.A. Klassifikatsiia dvoichnykh posledovatelnostei Gordona, Milza, Velcha [Classification of Binary Sequences of Gordon, Mills, Welch]. *Radioengineering*. 2001;12:13–15. (in Russ.)

3. Starodubtsev V.G. An Algorithm of Gordon–Mills–Welch Sequence Formation. *Journal of Instrument Engineering*. 2012; 55(7):5–9. (in Russ.)

4. Starodubtsev V.G. Generation of Gordon-Mills-Welch Sequences on the Base of Shift Registers. *Journal of Instrument Engineering*. 2015;53(6):451-457. (in Russ.)

5. Kognovitsky O.S. Dvoistvennyi bazis i ego primenenie v telekommunikatsiiakh [Dual Basis and Its Application in Telecommunications]. St. Petersburg: Link Publ.; 2009. 424 p. (in Russ.)

6. Dikson R.K. Shirokopolosnye sistemy [Broadband Systems]. Trans. with English. Ed. V.I. Zhuravlev. Moscow: Sviaz Publ., 1979. 304 p. (in Russ.)

7. Sarvate D.V., Persli M.B. Vzaimnokorreliatsionnye svoistva psevdosluchainykh i rodstvennykh posledova-telnostei [Mutually Correlated Properties of Pseudorandom and Related Sequences]. *Trudy instituta inzhenerov po elektrotekhnike i radioelektronike*. 1980;68(5):59–90. (in Russ.)

ОЦЕНКА МИНИМАЛЬНОЙ РАЗРЯДНОСТИ НА ВЫХОДЕ ФИЛЬТРОВ-ДЕЦИМАТОРОВ В ЦРПУ

О.В. Воробьев¹, А.А. Прасолов^{1*}

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

Информация о статье

УДК 621.396; 621.59 Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Воробьев О.В., Прасолов А.А. Оценка минимальной разрядности на выходе фильтров-дециматоров в ЦРПУ // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 2. С. 59–65. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-2-59-65

Аннотация: Одним из основных параметров радиоприемного устройства является чувствительность, которая с нижней стороны ограничена его собственными шумами. Для корректного расчета данного параметра в цифровых радиоприемных устройствах необходимо определить коэффициент шума блока цифровой обработки сигналов, основной частью которого будут цифровые фильтры. В статье предложен метод оценки минимальной разрядности сигнала на выходе фильтра-дециматора, при которой вклад шумов, вызванных усечением разрядов на выходе, не оказывает большого влияния на отношение сигнал/шум.

Ключевые слова: КИХ-фильтры, коэффициенты цифрового фильтра, АЦП, отношение сигнал/шум.

Введение

С развитием цифровых технологий все большее внимание уделяется построению радиоприемных трактов с применением цифровой обработки сигналов, называемых в литературе SDR (*om англ.* Software Defined Radio). Эта технология основывается на возможности оцифровки радиосигнала в реальном времени с последующей обработкой программными или аппаратными цифровыми средствами – цифровыми сигнальными процессорами, ПЛИС и т. д. Технология SDR позволяет осуществлять прием и демодуляцию сигналов, в которых используются цифровые виды модуляции, такие как DPSK, QAM, GMSK и т. д. [1].

Наиболее сложной и ресурсоемкой оказывается первая часть задачи, называемая предварительной цифровой обработкой радиосигналов (ПЦОРС), в состав которой входит перенос спектра цифрового сигнала в область основной полосы, выделение квадратур сигнала, децимация сигнала с соответствующей предварительной цифровой фильтрацией, канальная фильтрация. Демодуляция и декодирование требуют существенно меньшего объема ресурсов.

В качестве одного из вариантов на рисунке 1 показана структурная схема модуля ПЦОРС [2]. Модуль состоит из одного квадратурного понижающего преобразователя (DDC, от англ. Digital Down Converter), за которыми следует демодулятор.





Как видно из рисунка 1, широкополосный фильтр с конечной импульсной характеристикой КИХ (или FIR, от англ. Finite Impulse Response) может являться частью алгоритма изменения частоты дискретизации, и также может выполнять задачи цифровой обработки сигналов в качестве отдельного элемента, как и другие блоки цифрового обработчика, что требует снижения потребляемой мощности при реализации на ПЛИС. Методика расчета коэффициентов КИХ-фильтра с использованием алгоритма Паркса-Макклеллана [3] обеспечивает оптимальное решение без ограничения разрядности с числами в формате представления с двойной точностью (плавающая точка) [4, 5]. Для реализации КИХ-фильтров в модуле ПЦОРС могут быть использованы два класса устройств цифровой обработки – цифровые сигнальные процессоры (DSP, *от англ.* Digital Signal Processor) и ПЛИС, в которых коэффициенты фильтра подвергаются операции ограничения разрядности [6]. С целью снижения как аппаратных ресурсов КИХфильтра, так и потребляемой мощности ПЛИС, необходимо задействовать специальные алгоритмы, повышающие эффективность его реализации [7].

Главным образом сложность цифрового фильтра, содержащего умножители, сумматоры, регистры и другие вспомогательные устройства, определяется умножителями [8]. Одна из основных проблем при выборе структуры модуля ПЦОРС заключается в необходимости осуществить децимацию сигнала с высоким ее коэффициентом. Перед собственно дециматором необходим фильтр защиты от наложения спектров. При этом, чем выше коэффициент децимации *D*, тем сложнее фильтр и больше ресурсов требуется на его реализацию.

В настоящее время в мире для КИХ-фильтров ведется активный поиск новых приемов и подходов с целью снижения количества используемых ресурсов и повышения быстродействия при аппаратной реализации на ПЛИС [8–13].

В [14] отмечено, что ограничение разрядности приводит также к смещению нулей и полюсов передаточной функции *H*(*z*), что, в свою очередь, может привести к неустойчивости (или потенциальной неустойчивости) фильтров больших порядков. Решение данной задачи весьма затруднительно и требует для анализа влияния конечной разрядности использования специализированных программ.

В работе [15] рассмотрен вариант использования математического пакета MATLAB для анализа эффектов конечной разрядности в цифровых КИХфильтрах, учитывая влияние квантования коэффициентов и отсчетов входного сигнала, а также округление выходного сигнала фильтра. Однако в этой работе не было приведено количественных оценок.

Целью данной статьи является обоснование значений минимальной разрядности сигнала на выходе цифрового фильтра-дециматора, при которой вклад шумов, вызванных усечением разрядов, не оказывает существенного влияния на отношение сигнал/шум на выходе.

Определение понятия действующей разрядности фильтра

Проведем анализ влияния эффектов, вызванных квантованием в цифровых нерекурсивных фильтрах, часто используемых в качестве канальных и в составе фильтров-дециматоров цифрового потока [5]. На рисунке 2 представлена структура КИХ-фильтра и указаны точки, в которых происходит квантование: (Q_1) – операция квантования входного сигнала; $(Q_{1,0} - Q_{1,N-1})$ – операция квантования коэффициентов. Квантование результата умножения в каждом ответвлении фильтра $(Q_{2,0} - Q_{2,N-1})$ и квантование сигнала на выходе фильтра (Q_4) означает возможное изменение разрядности, согласно [5].



Рис. 2. Структура КИХ-фильтра с округлением результатов умножения и суммирования

В общем случае параметры операции квантования Q_1 на входе цифрового фильтра определяются либо аналого-цифровым преобразователем при подключении непосредственно к выходу АЦП, либо операцией квантования предыдущего узла блока цифровой обработки сигнала (например, фильтра).

Для реализации цифровых фильтров на цифровых процессорах обработки сигналов, каждая фирма-производитель предлагает набор специальных подпрограмм реализации основных задач цифровой обработки (фильтрации, быстрого преобразования Фурье и т. д.). В таблице 1 приведены значения разрядности на различных этапах квантования *Q*, используемые в подпрограммах нерекурсивных фильтров различных типов процессоров.

ТАБЛИЦА 1. Разрядности квантователей КИХ-фильтров при реализации на цифровых процессорах обработки сигналов

Q	Texas Ins TMS320C	struments 64xx, бит	Ana Bla	log Devices ckfin, бит	Freescale 56321, бит							
	DSP_fir_gen	DSP_fir_sym	fir	fir_decima	сопроцессор							
Q_1	16	16	16	16	24							
Q_2	16	16	16	16	24							
Q_3	32	40	32	32	56							
Q_4	16	16	16	16	24							

При реализации фильтров на ПЛИС так же, как и на сигнальном процессоре, имеется возможность воспользоваться готовыми подпрограммами фильтрации, имеющимися в программной среде Quartus II (Altera) и ISE Design Suite и Vivado (Xilinx), которые будут учитывать особенности аппаратной структуры микросхемы программируемой логики, что позволяет произвольно устанавливать разрядности квантователей независимо друг от друга. Для эффективного использования всей разрядной сетки, отведенной под коэффициенты фильтра, необходимо осуществить их нормировку к максимальному значению:

$$h_{\text{HOPM}}(i) = \frac{h(i)}{\max h'},\tag{1}$$

где $h_{\text{норм}}$ – нормированная импульсная характеристика; h – рассчитанная импульсная характеристика любым из методов, описанных в [16, 17].

Сумма нормированных коэффициентов фильтра, представленных числами конечной разрядности *b*_{коэф} без учета знакового разряда, будет равна:

$$H_{\rm sym} = \sum_{i=0}^{N} h_{\rm HOPM}(i) \cdot 2^{(b_{\rm KO9\varphi}-1)}$$

где *N* – порядок фильтра; *h*_{норм} – нормированная импульсная характеристика; (*b*_{коэф} – 1) – разрядность коэффициентов без учета знакового разряда.

Допустим, на вход фильтра поступает постоянный цифровой поток разрядности $b_{\rm BX}$, равный максимальному значению $2^{(b_{\rm KO3\Phi}-1)}$. Тогда, умножая его на коэффициенты фильтра и вычисляя логарифм по основанию два, получим, что действующая разрядность на выходе фильтра будет равна:

$$b_p = \left[\log_2 \sum_{i=0}^{N} (H_{\text{sym}} \cdot 2^{(b_{\text{BX}}-1)}) \right] + 1, \quad (2)$$

где (*b*_{вх} – 1) – разрядность входного сигнала без учета знакового разряда.

Последнее слагаемое в (2) добавляет знаковый разряд. Иными словами, действующая разрядность – это такая разрядность на выходе фильтра, когда не вносятся дополнительные шумы, вызванные усечением или округлением выходных данных.

Влияние нормировки и разрядности коэффициентов на характеристики фильтра

Для оценки влияния нормирования коэффициентов фильтра к максимальному значению сначала требуется вычислить величину погрешности для каждого коэффициента Δh по следующей формуле:

$$\Delta h_i = \frac{\left[h_i \cdot 2^{(b_h - 1)}\right]}{2^{(b_h - 1)} - 1} - h_i.$$

Дисперсию шумов квантования коэффициентов рассчитываем по формуле:

$$\sigma_{\text{коэф}}^{2} = \frac{1}{N-1} \sum_{j=\text{PC1}}^{N} \left(\Delta h_{j} - \frac{\sum_{i=1}^{N} \Delta h_{i}}{N-1} \right)^{2}, \quad (3)$$

где N – количество коэффициентов фильтра.

В таблице 2 приведен пример ненормированных и нормированных к максимальному значению коэффициентов фильтра 17-го порядка с разрядностью (*b*_{*h*}) 16 бит, и указана величина погрешности для каждого коэффициента Δ*h*.

ТАБЛИЦА 2. Ошибка квантования нормированных и ненормированных коэффициентов КИХ-фильтра

Рассчитанные коэффициенты h		Нормированные коэффициенты h _{норм}			
некванто- ванные	кванто- ванные	ошибка Δh, ×10 ⁻⁴	некванто- ванные	кванто- ванные	ошибка Δ <i>h,</i> ×10 ⁻⁴
-0,0007507463	-25	0,122	-0,0034	-109	0,227
-0,0039299472	-129	0,069	-0,0173	-567	0,094
-0,0101476880	-333	0,150	-0,0447	-1464	0,219
-0,0145927182	-479	0,256	-0,0643	-2105	0,229
-0,0049584790	-163	0,160	-0,0219	-716	0,303
0,0324206687	1062	-0,100	0,1426	4675	-0.005
0,0991821707	3250	0,030	0,4365	14302	0,020
0,1755553764	5752	-0,129	0,7725	25313	0,047
0,2272351679	7446	0,057	1,0000	32767	0
0,2272351679	7446	0,057	1,0000	32767	0
0,1755553764	5752	-0,129	0,7725	25315	0,047
0,0991821707	3250	0,030	0,4365	14302	0,020
0,0324206687	1062	-0,100	0,1426	4675	-0,005
-0,0049584790	-163	0,160	-0,0219	-716	0,303
-0,0145927182	-479	0,256	-0,0643	-2105	0,229
-0,0101476880	-333	0,150	-0,0447	-1464	0,219
-0,0039299472	-129	0,069	-0,0173	-567	0,094
-0,0007507463	-25	0,122	-0,0034	-109	0,227
Дисперсия σ ² , ×10 ⁻¹⁰		1,359	Дисперсия σ ² , ×10 ⁻¹⁰		1,247

Как видно из таблицы 2, при нормировании коэффициентов к максимальному значению уменьшаются как дисперсия ошибки квантования коэффициентов, так и отклонение АЧХ фильтра от рассчитанной (рисунок 3). При увеличении порядка фильтра нормирование коэффициентов будет оказывать большее влияние на дисперсию и вид АЧХ фильтра.



С одной стороны, увеличение порядка фильтра приведет к возрастанию дисперсии ошибки кван-

тования как нормированных, так и ненормированных коэффициентов, и увеличит отклонение от АЧХ с неквантованными коэффициентами. С другой стороны, отношение дисперсии ошибки квантования ненормированных коэффициентов ($\sigma_{\rm HH}^2$) и нормированных ($\sigma_{\rm H}^2$) также будет расти, увеличивая выигрыш от нормировки, который может быть выражен численно как отношение дисперсий, дБ:

$$\Delta_{\rm BBH} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sigma_{\rm HH}^2}{\sigma_{\rm H}^2} \right), \tag{4}$$

Подставляя в (4) значения дисперсии из таблицы 1, получим, что выигрыш от использования нормировки коэффициентов в фильтре 17-го порядка составит:

$$\Delta_{\text{выиг}} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{1,359 \cdot 10^{-10}}{1,247 \cdot 10^{-10}} \right) = 0,37 \text{ дБ}.$$

На рисунке 4 показана АЧХ фильтра при трех параметрах коэффициентов: с квантованием до 16, до 10 и до 8 разрядов. Как видно из рисунка, уменьшение разрядности коэффициентов приводит к заметному уменьшению ослабления фильтра в полосе задержки. Это обусловлено возрастанием шумов квантования (Δ_1 и Δ_2 в таблице 3), что необходимо учитывать на этапе проектирования фильтра.



Рис. 4. Изменение АЧХ фильтра при различной разрядности коэффициентов квантования

ТАБЛИЦА 3. Влияние разрядности коэффициентов на шумы цифрового фильтра

Парамотр иБ	Количество разрядов				
параметр, дв	16	10	8		
Дисперсия шума кванто- вания	-98,1	-58,7	-47,1		
Увеличение ослабления в полосе задер- живания (Δ)	$\Delta_1 = \sigma_{10}^2 / \sigma_{16}^2 = 39,4$	$\Delta_2 = \sigma_{8}^2 / \sigma_{10}^2 = 11.6$	_		

Как следует из (1), квантование коэффициентов приводит к тому, что коэффициент передачи по мощности превосходит единичное значение.

Зависимость отношения сигнал/шум от разрядности сигнала на выходе фильтра

В [18] показано, что дисперсия шума квантования на выходе цифрового фильтра будет равна:

$$\sigma_{\Phi}^2 = \sigma_{\mathrm{III}_{\mathrm{AUIII}}}^2 \cdot \sum_{i=1}^N h^2(i) , \qquad (5)$$

где $\sigma_{\text{ш}_{AUII}}^2$ – дисперсия шума на выходе АЦП; h(i) – импульсная характеристика фильтра; N – порядок фильтра.

Если выразить $\sum_{i=1}^{N} h^2(i)$ из (5) и обозначить как $K_{\Phi}(f)$, получим коэффициент передачи цифрового фильтра по мощности:

$$K_{\Phi}(f) = \frac{\sigma_{\Phi}^2}{\sigma_{\mathrm{IIIALIII}}^2} = \frac{\sigma_{\Phi_{\mathrm{BAIX}}}^2}{\sigma_{\Phi_{\mathrm{BX}}}^2}.$$
 (6)

Как было отмечено выше, в реализуемых цифровых системах используются коэффициенты с ограниченной разрядностью, поэтому при расчетах по формуле (5) необходимо использовать нормированную импульсную характеристику с учетом (3) и (6), тогда:

$$\sigma_{\Phi}^{2} = \sigma_{\mathrm{IIIAIIII}}^{2} \cdot K_{\Phi}(f) + \sigma_{\mathrm{Kos}\Phi}^{2} \,. \tag{7}$$

Принимая во внимание формулы (2) и (7), а также то, что эффективное значение максимальной амплитуды синусоидального сигнала на входе АЦП равно $U_c = \frac{U_{pp}}{2\sqrt{2}}$, где U_{pp} – максимальный размах напряжения на входе АЦП, отсюда следует отношение сигнал/шум на выходе фильтра:

$$\frac{c}{\mathrm{III}} = \frac{U_c}{U_{\mathrm{III}}} = \frac{U_{pp}\sqrt{K_{\Phi}(f)}}{2\cdot\sqrt{2\cdot\sigma_{\Phi}^2}}.$$
(8)

При использовании фильтров-дециматоров на их выходах происходит увеличение спектральной плотности и дисперсии шума на величину коэффициента децимации, т. е.:

$$\frac{c}{\mathrm{III}} = \frac{U_c}{U_{\mathrm{III}}} = \frac{U_{pp}\sqrt{K_{\Phi}(f)}}{2 \cdot \sqrt{2 \cdot \sigma_{\Phi}^2 \cdot D}}.$$

Использование действительной разрядности на выходе фильтра не приводит к увеличению шумов, обусловленных квантованием, однако при проектировании многокаскадных фильтров-дециматоров требуемая разрядность будет увеличиваться относительно разрядности АЦП, что значительно повысит требования к производительности или логической емкости вычислителя. Поэтому на выходе фильтра (фильтра-дециматора) ограничим разрядность сигнала согласно (8), и шаг квантования на выходе фильтра (фильтра-дециматора) будет:

$$\Delta_{\Phi} = \frac{U_{pp} \cdot \sqrt{K_{\Phi}(f)}}{2^{b_{\Phi_{-}}p}},$$

где b_{ϕ_p} – действующая разрядность на выходе фильтра.

Тогда количество разрядов, «занимаемых» шумом можно определить следующим образом:

$$b_{\rm III} = \left[\log_2 \frac{\sqrt{\sigma_{\Phi}^2}}{\Delta_{\Phi}} \right]. \tag{9}$$

Согласно [19] и с учетом (9) дисперсия дополнительных шумов квантования (шумов усечения) определяется выражением:

$$\sigma_{\phi_{-}y}^{2} = \frac{\Delta_{\phi}^{2}}{12} \cdot \left(2^{2 \cdot (b_{\mathrm{III}}-1)}\right)$$

Тогда дисперсия шума на выходе фильтра после усечения будет определяться дисперсией шумов до усечения и дисперсией дополнительных шумов:

$$\sigma_{\phi_{-CYMM}}^2 = \sigma_{\phi}^2 + \sigma_{\phi_{-Y}}^2 . \tag{10}$$

На рисунке 5 показана зависимость отношения сигнал/шум от разрядности сигнала на выходе фильтра, коэффициенты которого приведены в таблице 2. В качестве входных данных были взяты: U_{pp} = = 3,4 В; $b_{\text{вх}}$ = 14 бит (разрядность АЦП); отношение сигнал/шум на выходе АЦП – 76 дБ; $b_{\text{коэф}}$ = 16 бит (разрядность коэффициентов фильтра).



Рис. 5. Зависимость отношения сигнал/шум от разрядности сигнала на выходе фильтра

Исходя из приведенных начальных условий, получим величину действующей разрядности на выходе фильтра $b_{\Phi,p} = 32$ бит. Соответственно, такое большое значение разрядности на выходе фильтра относительно входа имеет смысл усечь.

Как видно из рисунка 5, при достаточно большой разрядности на выходе фильтра (больше 16 бит) дополнительные шумы, вызванные усечением разрядов, не оказывают существенного влияния на суммарное отношение сигнал/шум. Если отбросить больше разрядов, чем занимают шумы до усечения, то отношение сигнал/шум будет определяться только шумами квантования, обусловленными усечением разрядной сетки. При этом отношение сигнал/шум на выходе фильтра составит 73 дБ, что хуже отношения сигнал/шум на входе на 3 дБ.

Точку, соответствующую разрядности сигнала на выходе фильтра 14 бит (см. рисунок 5), назовем разрядностью после усечения, которую можно определить как разницу между действующей разрядностью и числом разрядов, занимаемых шумом:

$$b_{\rm y} = b_p - {\rm ceil}\left(\log_2 \frac{\sqrt{\sigma_{\Phi}^2}}{\Delta_{\Phi}}\right) + 1,$$

где b_p – действующая разрядность; Δ_{ϕ} – шаг квантования; σ_{ϕ}^2 – дисперсия шума на выходе фильтра.

Тогда, заменяя в (8) σ_{Φ}^2 на $\sigma_{\Phi_{-CYMM}}^2$ из (10), получим отношение сигнал/шум на выходе фильтра:

$$\frac{c}{\mathrm{III}} = \frac{U_c}{U_{\mathrm{III}}} = \frac{U_{pp}}{2 \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \sigma_{\Phi_c \mathrm{CYMM}}^2}{K_{\Phi}(f)}}}$$

где $\frac{\sigma_{\Phi_- \text{сумм}}^2}{K_{\Phi}(f)}$ – дисперсия шума на выходе фильтра по-

сле усечения разрядов.

Приведенные формулы справедливы только тогда, когда на вход всех элементов блока цифровой обработки подается сигнал, соответствующий «размаху» на полную разрядную сетку АЦП.

При проектировании цифровых радиоприемных устройств другим важным фактором является анализ нелинейных процессов, обусловленных квантованием чисел и переполнением разрядной сетки. В [20] показано, что при малых значениях числа разрядов b в представлении чисел входные сигналы и АЧХ цифровых фильтров претерпевают значительные искажения. В частности, при b < 4 коэффициент нелинейных искажений достигает нескольких десятков процентов, а при b = 8 – практически не отличается от неквантованных значений.

Выводы

Выше было показано, что реальная разрядность на выходе цифрового фильтра значительно превышает разрядность на его входе. Так, при реализации фильтра 17-го порядка с разрядностью коэффициентов 16 бит, и входной разрядностью сигнала 14 бит, разрядность на выходе составит 32 бита. При проектировании цифровых трактов радиоприемных устройств, в которых используются многокаскадные конструкции фильтров-дециматоров, возникает задача корректного усечения разрядов на выходе каждого каскада. Представленный в статье подход позволяет оценить минимальную разрядность на выходе цифрового фильтра, не вызывая при этом существенного уменьшения отношения сигнал/шум на его выходе. Данный результат очень важен при проектировании цифровой части радиоприемных устройств, позволяя снизить требования к емкости и производительности ПЛИС. В дальнейшем планируется исследовать влияние шумов, вызванных усечением разрядов в многокаскадных фильтрах-дециматорах, что гипотетически позволит оценить коэффициент шума тракта цифровой обработки сигналов радиоприемных устройств.

Список используемых источников

1. Гасанов О., Губа А., Кишов Р. Принципы построения радиоприемников с цифровой обработкой сигнала // Время электроники. URL: http://www.russianelectronics.ru/leader-r/review/2187/doc/54065 (дата обращения 05.03.2019)

2. Прасолов А.А. Анализ вариантов построения тракта предварительной цифровой обработки сигналов для АИС // 61-я НТК профессорско-преподавательского состава, научных сотрудников и аспирантов (Санкт-Петербург, 19–23 января 2009): материалы. СПб: СПбГУТ, 2009. С. 107–109.

3. Parks T., McClellan J. A program for the design of linear phase finite impulse response digital filters // IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics. 1972. Vol. 20. № 3. PP. 195–199. DOI:10.1109/TAU.1972.1162381

4. Гадзиковский В.И. Методы проектирования цифровых фильтров. М.: Горячая линия-Телеком, 2007. 416 с.

5. Widrow B., Kollár I. Quantization Noise: Roundoff Error in Digital Computation, Signal Processing, Control, and Communications. Cambridge: Cambridge University Press, 2008.

6. Семенцов С.Г., Власов А.И. Влияние конечной разрядности в системах цифровой обработки // Датчики и системы. 2009. № 6. С. 39–43.

7. Спажакин М.И. Методика проектирования и реализации на ПЛИС энергоэффективных устройств обработки сигналов в системах радиоконтроля: дис. ... канд. тех. наук. Воронеж: ВГТУ, 2018.

8. Артемьев В.В. Проектирование рекурсивных цифровых целочисленных фильтров: дис. ... канд. тех. наук. Нижний Новгород: НГТУ, 2018.

9. Мингазин А.Т. Синтез цифровых фильтров для высокоскоростных систем на кристалле // Цифровая обработка сигналов. 2004. № 2. С. 14–23.

10. Kumar C.V., Muthyala L., Chitra E. Design of a High Speed FIR Filter on FPGA by Using DA-OBC Algorithm // International Journal of Engineering Research and General Science. 2014. Vol. 2. Iss. 4. PP. 510–517.

11. Badave S.M., Bhalchandra A.S. Multiplierless FIR Filter Implementation on FPGA // International Journal of Information and Electronics Engineering. 2012. Vol. 2. Iss. 2. PP. 185–188.

12. Chen M.C., Chen T.T. Minimizing Design Costs of an FIR Filter Using a Novel Coefficient Optimization Algorithm // Mathematical Problems in Engineering. 2014. DOI:10.1155/2014/497471

13. Bhattacharjee S., Sil S., Chakrabarti A. Evaluation of Power Efficient FIR Filter for FPGA based DSP Applications // Procedia Technology. 2013. Vol. 10. PP. 856–865. DOI:10.1016/j.protcy.2013.12.431

14. Агаков В.Г., Малинин Г.В., Абрамов С.В. Эффекты конечной разрядности двоичных чисел при реализации цифровых фильтров // Вестник Чувашского университета. 2013. № 3. С. 246–251.

15. Буренков М.С. Исследование и анализ эффектов конечной разрядности в КИХ-фильтрах с использованием инструментов MATLAB // Международный студенческий научный вестник. 2017. № 4–7. С. 1034–1036.

16. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978. 848 с.

17. Солонина А.И., Улахович Д.А., Арбузов С.М., Соловьева Е.Б. Основы цифровой обработки сигналов: учебное пособие. СПб.: БХВ-Петербург. 2005. 768 с.

18. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов: справочник. М: Радио и связь, 1985. 312 с.

19. Овчинников К.В., Сергеев В.В. Аппаратная реализация двумерного параллельно-рекурсивного КИХ-фильтра // Компьютерная оптика. 1992. № 10–11. С. 177–185.

20. Брюханов Ю.А., Лукашевич Ю.А. Нелинейные процессы в цифровых фильтрах с квантованием и переполнением // Радиотехника и электроника. 2015. Т. 60. № 2. С. 179–185. DOI:10.7868/S0033849415020011

* *

EVALUATION OF THE MINIMAL OUTPUT BIT WIDTH OF THE DECIMATOR FILTER IN DIGITAL RADIO RECEIVERS

A. Prasolov¹, O. Vorobiev¹

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

Article info Article in Russian **For citation:** Vorobiev O., Prasolov A. Evaluation of the Minimal Output Bit Width of the Decimator Filter in Digital Radio Receivers. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(2):59–65. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-2-59-65

Abstract: One of the main parameters of radio receiver is sensitivity, which is limited from the bottom side by its own noise. To correctly calculate this parameter in digital radio receivers, it is necessary to determine the noise figure of the digital signal processing unit, the main part of which will be digital filters. This article proposes a method for estimating the minimum bit width of the signal at the output of the filter decimator, in which the contribution of noise caused by truncation of the discharges at the out-put does not have a large effect on the signal-to-noise ratio.

Keywords: FIR filters, digital filter coefficients, ADC, signal-to-noise ratio.

References

1. Gasanov O., Guba A., Kishov R. *Printsipy postroeniia radiopriemnikov s tsifrovoi obrabotkoi signala* [Principles of Construction of Radio Receivers with Digital Signal Processing]. (in Russ.) Available from: http://www.russianelectronics.ru/ leader-r/review/2187/doc/54065 [Accessed 5th March 2019]

2. Prasolov A.A. Analiz variantov postroeniia trakta predvaritelnoi tsifrovoi obrabotki signalov dlia AIS [Analysis of Options for Constructing the Path of Pre-Digital Signal Processing for AIS]. *61-ia NTK professorsko-prepodavatelskogo sostava nauchnykh sotrudnikov i aspirantov, 19–23 January 2009, St. Petersburg. Materialy* [Proceeding of the 61st Scientific and Technical Conference of the faculty, researchers and graduate students, 19–23 January 2009, St. Petersburg]. St. Petersburg: The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ., 2009, p.107–109. (in Russ.)

3. Parks T., McClellan J. A program for the design of linear phase finite impulse response digital filters. *IEEE Transactions* on Audio and Electroacoustics. 1972;20(3):195–199. Available from: https://doi.org/10.1109/TAU.1972.1162381

4. Gadzikovskii V.I. *Metody proektirovaniia tsifrovykh filtrov* [Digital Filter Design Techniques]. Moscow: Goriachaia liniia-Telekom Publ.; 2007. 416 p. (in Russ.)

5. Widrow B., Kollár I. *Quantization noise: Roundoff error in digital computation, signal processing, control, and communications.* Cambridge: Cambridge University Press; 2008.

6. Sementsov S.G., Vlasov A.I. Finite capacity effect in digital processing systems. *Datchiki & Systemi (Sensors & Systems)*. 2009;6:39–43. (in Russ.)

7. Spazhakin M.I. *Metodika proektirovaniia i realizatsii na PLIS energoeffektivnykh ustroistv obrabotki signalov v sistemakh radiokontrolia* [Design and Implementation Methodology for FPGA Energy-Efficient Signal Processing Devices in Radio Monitoring Systems]. Ph.D. Dissertation. Voronezh: Voronezh State Technical University Publ.; 2018. (in Russ.)

8. Artemev V.V. *Proektirovanie rekursivnykh tsifrovykh tselochislennykh filtrov* [Designing Recursive Digital Integer Filters]. Ph.D. Dissertation. Nizhny Novgorod: Nizhny Novgorod State Technical University Publ.; 2018. (in Russ.)

9. Mingazin A.T. Sintez tsifrovykh filtrov dlia vysokoskorostnykh sistem na kristalle [Synthesis of Digital Filters for High-Speed Systems on a Chip]. *Digital Signal Processing.* 2004;2:14–23. (in Russ.)

10. Kumar C.V., Muthyala L., Chitra E. Design of a High Speed FIR Filter on FPGA by Using DA-OBC Algorithm. *International Journal of Engineering Research and General Science*. 2014;2(4):510–517.

11. Badave S.M., Bhalchandra A.S. Multiplierless FIR Filter Implementation on FPGA. International Journal of Information and Electronics Engineering. 2012;2(2):185–188.

12. Chen M.C., Chen T.T. Minimizing Design Costs of an FIR Filter Using a Novel Coefficient Optimization Algorithm. *Mathematical Problems in Engineering*. 2014. Available from: https://doi.org/10.1155/2014/497471

13. Bhattacharjee S., Sil S., Chakrabarti A. Evaluation of Power Efficient FIR Filter for FPGA based DSP Applications. *Procedia Technology*. 2013;10:856–865. Available from: https://doi.org/10.1016/j.protcy.2013.12.431

14. Agakov V.G., Malinin G.V., Abramov S.V. The Effects of Finite Bitness Binary Numbers at Realisation of Digital Filters. *Vestnik Chuvashskogo Universiteta*. 2013;3:246–251. (in Russ.)

15. Burenkov M.S. Research and Analysis of Finite Word-Length Effects in FIR-Filters by Means of MATLAB Tools. *International Student Research Bulletin*. 2017;4–7:1034–1036. (in Russ.)

16. Rabiner L.R., Gold B. *Theory and Application of Digital Signal Processing*. New Jersey.: Prentice-Hall; 1975. (Russ., ed.: Rabiner L., Gould B. Teoriia i primenenie tsifrovoi obrabotki signalov. Moscow: Mir Publ.; 1978. 848 p.)

17. Solonina A.I., Ulakhovich D.A., Arbuzov S.M., Soloveva E.B. *Osnovy tsifrovoi obrabotki signalov: uchebnoe posobie* [The Basics of Digital Signal Processing. A Tutorial]. St. Petersburg: BHV-Peterburg Publ.; 2005. 768 p. (in Russ.)

18. Goldenberg L.M., Matiushkin B.D., Poliak M.N. *Tsifrovaia obrabotka signalov: spravochnik* [Digital Signal Processing: Reference]. Moscow: Radio & Sviaz Publ.; 1985. 312 p. (in Russ.)

19. Ovchinnikov K.V., Sergeev V.V. Apparatnaia realizatsiia dvumernogo parallelno-rekursivnogo KIKH-filtra [Hardware implementation of a Two-Dimensional Parallel-Recursive FIR Filter]. *Kompiuternaia optika*. 1992;10–11:177–185. (in Russ.)

20. Bryukhanov Y.A., Lukashevich Y.A. Nonlinear processes in digital filters with quantization and overflow. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2015;60(2):179–185. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.7868/S0033849415020011

УПРОЩЕННАЯ ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МОЩНЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ КЛЮЧЕВЫХ РЕЖИМОВ РАДИОЧАСТОТНЫХ УСТРОЙСТВ

А.А. Ганбаев^{1, 2*}, В.А. Филин²

¹Бакинский университет инженерии,

Баку, АZ0101, Азербайджанская Республика

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

Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация *Адрес для переписки: aqanbayev@beu.edu.az

Информация о статье УДК 621.375.026

Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Ганбаев А.А., Филин В.А. Упрощенная динамическая модель мощных полевых транзисторов для исследования ключевых режимов радиочастотных устройств // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 2. С. 66–75. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-2-66-75

Аннотация: Предложена компьютерная статическая модель мощных полевых транзисторов, предназначенных для работы в режиме большого сигнала возбуждения (в ключевом режиме). На основе статической модели построена динамическая модель, описывающая процессы в ключевых транзисторных схемах. Проведено моделирование режимов радиочастотных генераторов на GaN-транзисторах с частотой переключения 1 ГГц.

Ключевые слова: нитрид-галлиевые транзисторы, резонансный инвертор тока, режимы возбуждения, кусочно-линейная модель, ключевой режим.

1. Актуальность задачи и цель исследования

Мощные полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET, *от англ.* Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor) и их новые типы на основе соединений арсенида-галлия (GaAs) и нитрида-галлия (GaN) широко используются для построения высокочастотных (ВЧ) и сверхвысокочастотных (СВЧ) генераторов, применяемых в промышленности, медицине и научных исследованиях. В радиосвязи по-прежнему актуальной остается проблема создания высокоэффективных усилителей мощности в диапазонах ВЧ и СВЧ с использованием новых типов транзисторов. Общей задачей разработки радиочастотных транзисторных генераторов и усилителей различных целевых назначений является повышение их выходной мощности, КПД и рабочей частоты. За последнее десятилетие удалось практически реализовать ключевые режимы усиления и генерирования колебаний, обладающие предельно высоким КПД на частотах десятков и сотен мегагерц [1, 2]. Уже проводятся исследования и публикуются экспериментальные результаты о реализации ключевых режимов в усилителях мощности на GaN-транзисторах, работающих в диапазоне единиц гигагерц [1].

На столь высоких рабочих частотах мощный транзистор возбуждается гармоническим сигналом большой амплитуды, либо прямоугольными импульсами, имеющими конечную длительность фронта нарастания [1, 3]. При этом транзистор, помимо двух основных рабочих режимов отсечки и насыщения, заметную долю периода ВЧ-колебаний находится в активном режиме. Следовательно, при таких условиях работы транзистор нельзя считать идеальным ключом, имеющим только два состояния. Подобное допущение, часто встречающееся в публикациях [1], приводит к неточному моделированию процессов и к ошибкам в оценке энергетических характеристик реального устройства.

Широко известны нелинейные модели GaAs- и GaN-транзисторов (эмпирическая, физическая и табличная модели И. Ангелова) [4–6], разработанные для режима большого сигнала и учитывающие реальные характеристики этих транзисторов. Такие модели реализованы, например, в известной компьютерной программе моделирования ADS [4]. Однако использование любой из моделей И. Ангелова предполагает знание большого количества экспериментальных или расчетных параметров, зависящих от режимов работы транзистора, и, как правило, отсутствующих в его типовых справочных данных, но предоставляемых фирмой-разработчиком по отдельному запросу. По этим причинам достаточно точная «настройка» такой модели затруднена и расчет процессов во временной области для сложных схем транзисторных ключевых ВЧустройств требует значительных затрат времени. При этом не всегда гарантируется корректное завершение расчета.

Цель данной работы – обосновать разработку упрощенной, но эффективной в вычислительном отношении и достаточно точной для инженерной практики компьютерной модели мощных ВЧ и СВЧ полевых транзисторов в режиме большого сигнала возбуждения, пригодной для быстрого анализа переходных и установившихся процессов в ключевых радиочастотных генераторах и усилителях.

Предлагаемая модель основана на кусочно-линейной аппроксимации реальных вольт-амперных характеристик (ВАХ) мощных полевых транзисторов при их работе в режимах отсечки, насыщения и активного режима. Такая линеаризация позволяет в каждом из указанных режимов выполнять расчет динамических процессов в ВЧ и СВЧ ключевых устройствах с высокой скоростью и точностью на основе новых алгоритмов численного решения матричного дифференциального уравнения состояния для электрической цепи переменной структуры [7, 8].

2. Статическая кусочно-линейная модель мощного полевого транзистора в режиме большого сигнала возбуждения

Как известно, параметры полевого транзистора (рисунок 1) определяется усредненными паспортными данными:

S – крутизна семейства проходных ВАХ $i_c = f(u_{3H});$ *S*_{кр} – крутизна линии критического режима семейства выходных ВАХ $i_c = f(u_{cH});$

 $D=\Delta u_{_{\mathrm{SH}}}/\Delta u_{_{\mathrm{CH}}}$ – проницаемость транзистора;

 $U_{\rm 0}$ – пороговое напряжение отпирания транзистора.



Рис. 1. Исследуемый MOSFET

Для построения предлагаемой кусочно-линейной модели полевой транзистор используются указанные выше усредненными параметры.

Уравнения транзистора и его схема замещения для каждого момента времени будут определяться из предложенных ниже условий.

1) Если $u_{_{3H}} < U_0$, то транзистор заперт по входу, его выходной ток отсутствует, т. е. $i_c = 0$. В этом

случае транзистор находится в режиме отсечки, эквивалентная схема замещения для этого режима тривиальна и изображена на рисунке 2.

$$\begin{array}{c} \underset{u_{su} < U_{O}}{\overset{i_{c} = 0}{\underset{u_{cu}}{\leftarrow}}} \\ \underset{u_{cu}}{\overset{i_{c} = 0}{\underset{u_{cu}}{\leftarrow}}} \\ \underset{u}{\overset{i_{cu} \neq 0}{\underset{u}{\leftarrow}}} \end{array}$$

Рис. 2. Эквивалентная схема MOSFET запертого по входу

2) Если $u_{3и} \ge U_0$, то транзистор отпирается и может перейти либо в активный режим работы, либо в режим насыщения. Для однозначного определения режима необходимо одновременно численно находить ток стока в активном режиме:

$$i_c = i' = S(u_{_{3H}} - U_0 + Du_{_{CH}})$$
(1)

и ток стока в режиме насыщения:

$$c_c = i'' = S_{\kappa p} u_{\rm CM}.$$
 (2)

Пока выполняется условие i' < i'', истинным (реальным) будет активный режим с током i_c , определяемым формулой (1). Схема замещения транзистора для этого режима принимает вид, изображенный на рисунке За, где $R_i = 1/SD$ – внутреннее сопротивление выходной цепи транзистора в активном режиме; $i_0 = S(u_{3H} - U_0)$ – задающий ток выходной цепи транзистора в активном режиме.

При выполнении условия i' > i'' истинным (реальным) будет ключевой режим (режим насыщения), выходной ток которого i_c определяется формулой (2), и схема замещения транзистора приобретает вид, изображенный на рисунке 36, где $R_{\rm hac} = 1/S_{\rm kp}$.



Рис. 3. Эквивалентная схема MOSFET в активном режиме (а) и в режиме насыщения (б)

Таким образом, предлагаемая статическая модель мощного полевого транзистора основана на непрерывном вычислении и контроле значений двух переменных: входного напряжения $u_{_{3H}}$ и тока стока *i*_c. В зависимости от значений этих переменных в общем случае, определяемых процессами во внешних цепях транзистора, выбирается та или иная схема замещения. Эти схемы можно объединить и представить в виде обобщенной электрической цепи с переменными параметрами, определяемыми текущим режимом транзистора. Данная цепь подобна изображенной на рисунке 3, но ее параметры зависят от условия, определяющего режим работы транзистора. В этой электрической цепи: $i_0 = S(u_{_{3H}} - U_0)$, R = 1/SD – для активного режима; $i_0 = 0$, $R = R_{\text{нас}} = 1/S_{\text{кр}}$ — для режима насыщения; $i_0 = 0$, $R = \infty - для$ режима отсечки.

Описанная модель мощного полевого транзистора при кусочно-линейной аппроксимации его ВАХ реализована в компьютерной программе моделирования электронных схем FASNMEAN 6.0 [9]. На рисунке 4 приведена схема и результат расчета статической передаточной характеристики типового MOSFET с усредненными параметрами: $U_0 = 4B$, S = 4 A/B, $R_{\text{Hac}} = 0,2 \text{ Om}$, $R_i = 20 \text{ кOm}$.



3. Динамическая ВЧ-модель мощного полевого транзистора в режиме большого сигнала возбуждения

Предложенная выше статическая кусочно-линейная модель мощного полевого транзистора служит основой построения его динамической модели для ВЧ- и СВЧ-процессов с учетом внутренних паразитных реактивных параметров. На частотах сотен мегагерц–единиц гигагерц, кроме внутренних нелинейных емкостей полевого транзистора с изолированным затвором на его временные характеристики оказывают влияние малые паразитные индуктивности стока и истока. В спецификациях транзисторов, как правило, указываются величины этих индуктивностей, а также приводятся нелинейные зависимости паразитных межэлектродных емкостей от соответствующих напряжений.

На рисунке 5а приведена нелинейная электрическая цепь для расчета временных характеристик динамической модели полевого транзистора, реализованная в программе FASTMEAN 6.0. Элемент MOS1 описывается обобщенной резистивной электрической цепью с переменными параметрами, с помощью которой моделируется статическая передаточная характеристика транзистора (см. рисунок 4б).

Нелинейные емкости NLC1, NLC2, NLC3 моделируются в программе набором кусочно-линейных кулон-вольтных характеристик и соответствуют входной, проходной и выходной емкостям транзистора. Диод D1 с кусочно-линейной ВАХ соответствует встроенному обратному диоду транзистора. Индуктивности *L*_и и *L*_с моделируют малые паразитные индуктивности выводов истока и стока. Таким образом, предложенная нелинейная динамическая модель мощного полевого транзистора с изолированным затвором представлена на рисунке 5а (обведена прямоугольником). При компьютерном моделировании данная модель транзистора может быть сформирована и использована в виде отдельного элемента (рисунок 5б) относительно внешних полюсов затвора (з), стока (с) и истока (и).



Рис. 5. Нелинейная электрическая цепь для расчета временных характеристик мощного полевого транзистора (а) и его динамическая модель (б)

Расчет переходных и установившихся процессов в нелинейных дискретных системах, в частности в ключевых транзисторных устройствах, в программе FASTMEAN 6.0 осуществляется на основе решения матричного дифференциального уравнения состояния с переменными коэффициентами. Применение при решении этого уравнения комбинации численных методов последовательного удвоения шага Ю.В. Ракитского и разложения переменных состояния в матричный ряд Тейлора на каждом шаге обеспечивает высокую точность и скорость расчета, устраняя проблему числовой неустойчивости процесса [7, 8].

Поскольку для ключевых схем, имеющих малые сопротивления транзисторных ключей в режиме

насыщения, характерна «жесткость» системы дифференциальных уравнений, то основным методом расчета процессов представленной в статье новой оригинальной модели типового MOSFET транзистора, а также построенной на его основе динамической ВЧ модели на временном интервале от переключения до переключения выбран метод последовательного удвоения шага Ю.В. Ракитского, предназначенного для расчета именно «жестких» систем. Для точного расчета момента времени переключения, т. е. точки смены режима транзистора – перехода с одного участка передаточной характеристики (см. рисунок 4б) на другой – более эффективным в вычислительном отношении является метод матричного ряда Тейлора и предоставляемое им аналитическое решение процесса внутри шага. В работе [7] рассматривались известные методы интегрирования дифференциальных уравнений состояния: Рунге-Кутта и матричных экспонент и сопоставлялись с развиваемым в диссертации методом матричного ряда Тейлора. Особенностью данного метода является то что, электрические величины элементов цепи могут быть достаточной степенью точности аппроксимированы одним или несколь-



кими членами разложения функций времени в степенные ряды типа рядов Тейлора и Маклорена, легко поддающиеся дифференцированию и интегрированию и позволяющие решить дифференциальные уравнения с применением только алгебраических или арифметических действий над числами.

На рисунке 6 представлены временные диаграммы напряжения воздействия ивх и соответствующей реакции, т. е. напряжения на стоке *u*_с мощного полевого GaN-транзистора фирмы Cree, рассчитанные с помощью программы FASTMEAN 6.0 с использованием описанной выше нелинейной динамической модели (см. рисунок 5). Усредненные статические параметры транзистора данного типа: $U_0 = 2$ В, $S = \frac{5A}{B}$; $R_{\text{нас}} = 0,1$ Ом; $R_i = 30$ кОм. Для динамической модели характерны усредненные значения нелинейных входной, проходной и выходной паразитных емкостей: $C_1 = C_2 = C_3 = 1 \cdot 10^{-13} \Phi$, значения паразитных индуктивностей истока и стока: $L_{\mu} = L_{c} = 0,3$ нГн. Исследование динамических характеристик осуществлялось при напряжении питания транзистора *U*_{num} = 10 В, частоте воздействия *f* = 1 ГГц, сопротивлениях в цепи затвора *R*₁ = 10 Ом, в цепи стока *R*_c = 20 Ом.



Рис. 6. Временные диаграммы напряжения на стоке при прямоугольном (а) и синусоидальном (б) воздействиях

Как следует из сопоставления полученных диаграмм (см. рисунок 6), напряжение на стоке транзистора *u*_c в определенной степени зависит от формы напряжения возбуждения *u*_{вx}.

В низкочастотной части СВЧ-диапазона (сотни мегагерц–единицы гигагерц) и на более высоких частотах транзисторные ключевые радиочастотные усилители, как правило, возбуждаются синусоидальным сигналом большой амплитуды (рисунок 66). Такой тип возбуждения оптимальный, если требуется минимизировать влияние входной паразитной емкости транзистора [1, 4], однако при этом снижается стоковый КПД. Как показывают результаты моделирования, при гармоническом возбуждении частотой f = 1 ГГц транзистор находится в активном режиме 15–20 % времени периода колебаний, что приводит к существенному росту потерь мощности, которые необходимо учитывать при анализе работы ключевых радиочастотных усилителей.

4. Моделирование процессов в ключевом генераторе класса Е

На основе предложенной динамической модели с помощью программы FASTMEAN 6.0 проведено моделирование процессов в ключевом генераторе класса Е, работающего на частоте 1 ГГц. В качестве активного элемента использован нитрид-галлиевый транзистор на основе технологии НЕМТ фирмы Cree CGH40006P. По известной методике [1, 10-13] рассчитаны параметры элементов генератора, обеспечивающие в 50-омной нагрузке мощность полезного сигнала 1 Вт. Схема исследуемого генератора приведена на рисунке 7. На этом рисунке прямоугольником отмечена схема динамической модели транзистора, усредненные параметры которой выбраны в соответствии с паспортными данными. На основе описанной модели с помощью программы FASTMEAN 6.0 исследованы режимы при возбуждении генератора периодическим сигналом в форме

трапеции, а также при гармоническом возбуждении. На рисунке 8 представлены временные зависимости напряжения (см. рисунок 8б) и тока (см. рисунок 8в) на транзисторе при изменении длительности фронта сигнала возбуждения от 0,4 до 0,01 нс (см. рисунок 8а). Анализ показывает, что при увеличении длительности фронта импульсов возбуждения снижается интенсивность собственных колебаний, обусловленных влиянием паразитных реактивных параметров транзистора. Стоковый КПД при максимальной длительности фронта импульса возбуждения 0,4 нс достигает величины 87 %.



Рис. 7. Компьютерная модель исследуемого ключевого генератора класса Е



Рис. 8. Временные зависимости напряжения (б) и тока (в) на транзисторе при изменении длительности фронта импульсов возбуждения (а)

Другим видом возбуждения ключевого генератора класса Е, применяемого на рабочих частотах более 10 МГц, является гармонический сигнал большой амплитуды. Использование сигнала гармонической формы существенно упрощает построение схемы возбуждения мощного каскада, т. е. открывает возможность построения резонансного драйвера, учитывающего входную паразитную емкость транзистора [1]. Проведено компьютерное моделирование ключевого генератора класса Е (см. рисунок 7) при возбуждении гармоническим сигналом переменной амплитуды. На рисунке 9 приведены временные зависимости напряжения (б) и тока (в) через транзистор при изменении амплитуды сигнала возбуждения от 3 до 6 В (а). Анализ полученных зависимостей показывает, что изменение амплитуды гармонического возбуждения в указанных пределах практически не влияет на формы напряжения и тока через транзистор. Однако при таком способе возбуждения снижается стоковый КПД, который для максимальной амплитуды напряжения возбуждения (6 В) составляет величину 84 %.





5. Моделирование процессов в резонансном инверторе тока

В последние годы в исследованиях и разработках мощных ВЧ и СВЧ транзисторных ключевых устройств большое внимание уделяется схеме резонансного инвертора тока, также называемого в иностранной технической литературе ВЧ-усилителем класса D токового режима (Current Mode Class D Amplifier) [1, 14, 16].

Интерес к схеме резонансного инвертора тока обусловлен ее хорошими частотными свойствами (включение паразитной выходной емкости транзистора в колебательную систему), а также возможностью значительного увеличения выходной мощности колебаний по сравнению со схемой усилителя класса Е. Известны двухтактная и мостовая топологии резонансного инвертора тока [15, 17, 18]. На частотах более 100 МГц предпочтительной оказывается двухтактная схема (рисунок 10), топология которой позволяет использовать не одиночные транзисторы, а конструктивно законченный, сбалансированный транзисторный модуль. Виртуальная земля в этом случае находится внутри транзисторного модуля, что снижает индуктивность основной моды, показывает лучшую устойчивость и более высокий коэффициент усиления по мощности. Использование сбалансированной транзисторной пары также позволяет значительно упростить согласование внешних и внутренних импедансов.


Рис. 10. Схема классического двухтактного резонансного инвертора тока

Проведено компьютерное моделирование схемы рисунке 10, работающей на частоте 1ГГц. Использованы транзисторы, аналогичные режиму Е, модели которых описаны выше (см. рисунок 5). Напряжение питания увеличено в 2 раза и составило E_{num} = = 10 В, что позволило получить в нагрузке полезную мощность P_{H} = 3,6 Вт. Добротность нагруженного контура составила Q =10.

На рисунке 11 представлены временные диаграммы тока (рисунок 11в) и напряжения на транзисторах (рисунок 11б) при возбуждении схемы прямоугольными импульсами с коэффициентом заполнения равном 50 % и значениях длительности фронта сигнала возбуждения 0,01, 0,2 и 0,4 нс (рисунок 11а).



Рис. 11. Временные зависимости напряжения (б) и тока (в) на транзисторе при изменении длительности фронта импульсов возбуждения (а) в схеме резонансного инвертора тока

Анализ СВЧ-процессов в схеме двухтактного резонансного инвертора тока показал, что при изменении длительности фронта импульса возбуждения форма напряжения на транзисторе практически не изменяется, т. е. сохраняется ее классический вид полволны синусоиды (см. рисунок 11б). Данный вывод имеет принципиальное значение, поскольку наглядно демонстрирует отсутствие влияния паразитных реактивных параметров транзистора на форму напряжения и показывает практическую возможность получения в нагрузочном контуре резонансного инвертора тока гармонического напряжения частоты 1 ГГц с ничтожно малым уровнем высших гармоник. Однако паразитные реактивные элементы транзистора оказывают сильное влияние на форму прямоугольных импульсов тока, вызывая значительные осцилляции (с частотой в десятки гигагерц) на переднем фронте (см. рисунок 11в). При этом изменение длительности импульсов возбуждения фактически не оказывает влияния на форму тока, но вызывает задержку момента его возникновения. Компьютерное моделирование также показало, что стоковый КПД транзистора составил для этого режима 90 %. С целью проверки возможности осуществления ключевого режима в данной схеме при гармоническом возмущении и его сравнения с режимом Е, также были проведено компьютерное моделирование при различных амплитудах сигнала возмущения. На рисунке 12 приведены временные диаграммы напряжения на транзисторе (рисунок 126) и тока (рисунок 12в) при возбуждении гармоническим сигналом с амплитудами 2, 3 и 4 В. Анализ представленных осциллограмм показал, что использование в данной схеме гармонического возбуждения большой амплитуды также позволяет реализовать ключевой режим со стоковым КПД 89,5 %.



Рис.12. Временные зависимости напряжения (б) и тока (в) на транзисторе при изменении амплитуды гармонического возбуждения (а)

6. Выводы

1) Предложена простая статическая модель мощных полевых транзисторов, основанная на кусочнолинейной аппроксимации реальных ВАХ. Введение в эту модель паразитных реактивных элементов и применение нового алгоритма численного решения матричного дифференциального уравнения состояния электрической цепи переменной структуры открывает возможность быстрого компьютерного расчета переходных и установившихся процессов в ВЧ и СВЧ ключевых устройствах.

2) Разработана универсальная динамическая модель мощных полевых транзисторов, основанная на типовых паспортных данных транзисторов. Эта модель применена для моделирования процессов в двух классах радиочастотных ключевых генераторов на нитрид-галлиевых транзисторах фирмы CREE: генераторе класса Е и резонансном инверторе тока.

3) Компьютерное моделирование и анализ установившихся процессов в этих устройствах показал: в СВЧ-диапазоне (до 1 ГГЦ) при использовании современных GaN-транзисторов возможна реализация высокоэффективных ключевых режимов с КПД не ниже 84 %. По критериям выходной мощности, КПД и использованию транзисторов по напряжению, резонансный инвертор тока обладает более высокими показателями по сравнению с генератором класса Е.

4) В диапазоне ВЧ- и СВЧ-колебаний для ключевых режимов в исследованных схемах предпочтительным является использование гармонического возбуждения большой амплитуды, при котором влияние паразитных параметров транзистора на форму выходного напряжении уменьшается.

Список используемых источников

1. Grebennikov A., Sokal N., Franco M.J. Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers. Oxford: Elsevier, 2012. 704 p.

2. Крыжановский В.Г. Транзисторные усилители с высоким КПД. Донецк: Апекс, 2004. 448 с.

3. Баранов А.В. Транзисторные усилители-ограничители мощности в ключевых режимах с улучшенными частотными и энергетическими характеристиками. Дис. ... докт. техн. наук. Нижний-Новгород: НГТУ им. Р.Е. Алексеева. 2013. 402 с.

4. Advanced Design Systems. URL: https://www.keysight.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads?cc=US&lc=eng (дата обращения 17.05.2019)

5. Luo P., Bengttson O., Rudolph M. Reliable GaN HEMT modeling based on Chalmers model and pulsed S-parameter measurements // Proceedings of German Microwave Conference (GeMiC, Bochum, Germany, 14–16 March 2016). Piscataway, NJ: IEEE, 2016. DOI:10.1109/GEMIC.2016.7461650

6. Kharabi F., Poulton M.J., Halchin D., Green D. A Classic Nonlinear FET Model for GaN HEMT Devices // Proceedings of Compound Semiconductor Integrated Circuits Symposium (Portland, USA, 14–17 October 2007). Piscataway, NJ: IEEE, 2007. DOI:10.1109/CSICS07.2007.30

7. Филин В.А. Развитие теории и численных методов анализа переходных процессов в электрических цепях радиотехнических устройств. Дис. ... докт. техн. наук. СПб: СПбГУТ, 1998. 211 с.

8. Артым А.Д., Есполов К.Ж., Филин В.А. Матричные модели радиотехнических цепей. СПб.: Элмор, 2015.280 с.

9. FASTMEAN. URL: https://www.fastmean.ru (дата обращения 14.05.2019)

10. Lungu S., Grama A., Petreus D., Taut A. Simulation and design of a Class E power amplifier // Proceedings of the 32nd International Spring Seminaron Electronics Technology (Brno, Czech Republic, 13–17 May 2009). Piscataway, NJ: IEEE, 2009. DOI:10.1109/ISSE.2009.5207008

11. Sadegh A. Radio Frequency Switch-mode Power Amplifiers and Synchronous Rectifiers for Wireless Applications. PhD Thesis. Okanagan, Canada: The University of British Columbia, 2015. 172 p.

12. Long A., Yao J., Long S.I. A 13 W current mode class D high efficiency 1 GHz power amplifier // Proceedings of the 45th Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS, Tulsa, USA, 4–7 August 2002). Piscataway, NJ: IEEE, 2002. DOI:10.1109/MWSCAS.2002.1187146

13. Heck S., Schmidt M., Bräckle A. A switching-mode amplifier for class-S transmitters for clock frequencies up to 7.5 GHz in 0.25µm SiGe-BiCMOS // Proceedings of Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (Anaheim, USA, 23–25 May 2010). Piscataway, NJ: IEEE, 2010.DOI:10.1109/RFIC.2010.5477368

14. Nemati H.M., Fager C., Zirath H. High Efficiency LDMOS Current Mode Class-D Power amplifier at 1 GHz // Proceedings of European Microwave Conference (Manchester, UK, 10–15 September 2006). Piscataway, NJ: IEEE, 2006. DOI:10.1109/EUMC. 2006.281247

15. Филин В.А., Головин А.Н., Смирнов В.С., Ганбаев А.А. Управляемый резонансный инвертор тока. Патент на полезную модель РФ № 172407. Опубл. 07.07.2017. Бюл. № 19.

16. Raab F.H. Class-D power amplifier with RF pulse-width modulation // Proceedings of MTT-S International Microwave Symposium (Anaheim, USA, 23–28 May 2010). Piscataway, NJ: IEEE, 2010. DOI:10.1109/MWSYM.2010.5516001

17. Heck S., Bräckle A., Schmidt M., Schuller F., Grözing M., Berroth M. A SiGe H-bridge switching amplifier for class-S amplifiers with clock frequencies up to 6 GHz // German Microwave Conference Digest of Papers (Berlin, Germany, 15–17 March 2010). Piscataway, NJ: IEEE, 2010. DOI:10.1109/RFIC.2010.5477368

18. El-Hamamsy S.A. Design of high-efficiency RF Class-D power amplifier // IEEE Transactions on Power Electronics. 1994. Vol. 9. № 3. PP. 297–308. DOI:10.1109/63.311263

* * *

SIMPLIFIED DYNAMIC MODEL OF HIGH-POWER FIELD-EFFECT TRANSISTORS FOR STUDYING SWITCH MODES OF RADIO FREQUENCY DEVICES

A. Ganbayev^{1, 2}, V. Filin²

 ¹Baku Engineering University, Baku, AZ0101, Republic of Azerbaijan
 ²The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications, St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info

ArticleinRussian

For citation: Ganbayev A., Filin V. Simplified Dynamic Model of High-Power Field-Effect Transistors for Studying Switch Modes of Radio Frequency Devices. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(2):66–75. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-2-66-75

Abstract: A computer-based static model of high-power field-effect transistors designed to operate in the large excitation signal mode is proposed (in switch mode operation). Based on a static model, a dynamic model is constructed, describing the processes in switch mode transistor circuits. Modeling of radio-frequency generators on GaN-transistors with a switching frequency of 1 GHz has been carried out.

Keywords: GaN-transistors, current mode class D, driving modes, piecewise linear model, switching mode.

References

1. Grebennikov A., Sokal N., Franco M.J. Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers. Oxford: Elsevier; 2012. 704 p.

2. Kryzhanovskii V.G. *Tranzistornye usiliteli s vysokim KPD* [High Efficiency Transistor Amplifiers]. Donetsk: Apeks Publ.; 2004. 448 p. (in Russ.)

3. Baranov A.V. *Tranzistornye usiliteli-ogranichiteli moshchnosti v kliuchevykh rezhimakh s uluchshennymi chastotnymi ienergeticheskimi kharakteristikami* [Transistor Amplifier Power Limiters in Key Modes with Improved Frequency and Power Characteristics]. D.Sc Thesis. Nizhnii Novgorod: Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev Publ.; 2013. 402 p. (in Russ.)

4. Advanced Design Systems. Available from: https://www.keysight.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads? cc=US&lc=eng [Accessed 17 May 2019]

5. Luo P., Bengttson O., Rudolph M. Reliable GaN HEMT modeling based on Chalmers model and pulsed S-parameter measurements. *Proceedings of German Microwave Conference (GeMiC), 14–16 March 2016, Bochum, Germany.* Piscataway, NJ: IEEE; 2016. Available from: https://doi.org/10.1109/GEMIC.2016.7461650

6. Kharabi F., Poulton M.J., Halchin D., Green D. A Classic Nonlinear FET Model for GaN HEMT Devices. *Proceedings of Compound Semiconductor Integrated Circuits Symposium*, 14–17 October 2007, Portland, USA. Piscataway, NJ: IEEE; 2007. DOI:10. 1109/CSICS07.2007.30

7. Filin V.A. *Razvitie teoriii chislennykh metodov analiza perekhodnykh protsessov v elektricheskikh tsepiakh radiotekhnicheskikh ustroistv* [Development of the Theory and Numerical Methods for the Analysis of Transients in Electrical Circuits of Radio Engineering Devices]. D.Sc Thesis. St. Petersburg: The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ; 1998. 211 p. (in Russ.)

8. Artym A.D., Espolov K.Z., Filin V.A. *Matrichnye modeli radiotekhnicheskikh tsepei* [Matrix models of radio circuits]. St. Petersburg: ElmorPubl.; 2015. 280 p. (in Russ.)

9. FASTMEAN. Available from:https://www.fastmean.ru [Accessed 14th May 2019]

10. Lungu S., Grama A., Petreus D., Taut A. Simulation and design of a Class E power amplifier. *Proceedings of the 32nd International Spring Seminaron Electronics Technology, 13–17 May 2009, Brno, Czech Republic.* Piscataway, NJ: IEEE; 2009. Available from: https://doi.org/10.1109/ISSE.2009.5207008

11. Sadegh A. Radio Frequency Switch-mode Power Amplifiers and Synchronous Rectifiers for Wireless Applications. PhD Thesis. Okanagan, Canada: The University of British Columbia; 2015. 172 p.

12. Long A., Yao J., Long S.I. A 13 W current mode class D high efficiency 1 GHz power amplifier. *Proceedings of the 45th Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), 4–7 August 2002, Tulsa, USA.* Piscataway, NJ: IEEE; 2002. Available from: https://doi.org/10.1109/MWSCAS.2002.1187146

13. Heck S., Schmidt M., Bräckle A. A switching-mode amplifier for class-S transmitters for clock frequencies up to 7.5 GHz in 0.25µm SiGe-BiCMOS. *Proceedings of Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 23–25 May 2010, Anaheim, USA*. Piscataway, NJ: IEEE; 2010. Available from: https://doi.org/10.1109/RFIC.2010.5477368

14. Nemati H.M., Fager C., Zirath H. High Efficiency LDMOS Current Mode Class-D Power amplifier at 1 GHz. *Proceedings of European Microwave Conference*, 10–15 September 2006, Manchester, UK. Piscataway, NJ: IEEE; 2006. Available from: https://doi.org/10.1109/EUMC.2006.281247

15. Filin V.A., Golovin A.N., Smirnov V.S., Ganbaev A.A. *Upravliaemyi rezonansnyi invertor toka* [Controlled Resonant Current Inverter]. Patent RUS172407U1, 07.07.2017.

16. Raab F.H. Class-D power amplifier with RF pulse-width modulation. *Proceedings of MTT-S International Microwave Symposium, 23–28 May 2010, Anaheim, USA*. Piscataway, NJ: IEEE; 2010. Available from: https://doi.org/10.1109/MWSYM.2010. 5516001

17. Heck S., Bräckle A., Schmidt M., Schuller F., Grözing M., Berroth M. A SiGe H-bridge switching amplifier for class-S amplifiers with clock frequencies up to 6 GHz. *Proceedings of German Microwave Conference Digest of Papers*, *15–17 March 2010*, *Berlin, Germany*. Piscataway, NJ: IEEE, 2010. Available from: https://doi.org/10.1109/RFIC.2010.5477368

18. El-Hamamsy S.A. Design of high-efficiency RF Class-D power amplifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1994;9(3):297–308. Available from: https://doi.org/10.1109/63.311263

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕДАЧИ МУЛЬТИМЕДИА КОНТЕНТА ДЛЯ ПРИЛОЖЕНИЙ ДОПОЛНЕННОЙ РЕАЛЬНОСТИ НА БАЗЕ БЕСПРОВОДНОЙ СЕНСОРНОЙ СЕТИ

Ч.З. Динь¹, Р.В. Киричек¹, А.Е. Кучерявый¹, М.А. Маколкина^{1*}

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация *Адрес для переписки: makolkina@list.ru

Информация о статье

УДК 654.027 Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Динь Ч.З., Киричек Р.В., Кучерявый А.Е., Маколкина М.А. Экспериментальное исследование передачи мультимедиа контента для приложений дополненной реальности на базе беспроводной сенсорной сети // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 2. С. 76–87. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-2-76-87

Аннотация: В статье представлены результаты экспериментального исследования передачи мультимедиа контента для приложений дополненной реальности на базе беспроводной сенсорной сети. В качестве технологии передачи данных в беспроводной сенсорной сети рассматриваются IEEE 802.15.4 и протокол ZigBee, а также IEEE 802.11. Выбор данных технологий позволяет обеспечить взаимодействие устройств интернета вещей между собой с возможностью самоорганизации и доставки данных для приложений дополненной реальности путем ретрансляции через промежуточные узлы. В первой части статьи экспериментально выявляются особенности передачи голоса и изображений через фрагмент сети. При передаче голоса рассматриваются различные языки и определяется качество восприятия на приемной стороне. Во второй части статьи экспериментально выявляются особенности передачи данных через промежуточные узлы, для этой цели используется натурное и имитационное моделирование. На основе проведенного исследования и последующего анализа представлены зависимости параметров функционирования сети от количества узлов в сети и количества переходов.

Ключевые слова: дополненная реальность, интернет вещей, самоорганизующаяся сеть, mesh-network, мультимедиа трафик, ZigBee, WiFi, QoS, QoE.

Введение

В настоящее время одним из движущих факторов в модернизации современных сетей связи является переход к сценариям взаимодействия в рамках сетей связи пятого поколения 5G/IMT-2020 [1, 2]. Сети пятого поколения предполагают сценарии, на базе которых должна обеспечиваться бесшовная связь между устройствами и приложениями интернета вещей [3]. Одним из таких сценариев является взаимодействие устройств интернета вещей между собой в структуре самоорганизующейся сети. Самоорганизующиеся сети, как правило, имеют ячеистую топологию и позволяют обеспечить доставку данных от узла к узлу путем построения маршрута до места назначения. Ввиду того, что согласно эталонной архитектуре построения Умных городов должен обеспечиваться непрерывный мониторинг различных объектов городской инфраструктуры с возможностью получения данных с датчиков, возникает возможность использования ячеистой топологии для организации сети сбора данных с таких объектов, а также доставки их в приложения дополненной реальности для большей информативности [4]. Оконечные устройства интернета вещей собирают данные датчиков, установленных на тех или иных объектах, отправляют их на сервер для дальнейшей обработки. Ввиду того, что каждый фрагмент сети, обработка на сервере, отправка в приложение дополненной реальности вносит соответствующую сетевую задержку, предлагается оптимизировать данный процесс путем использования узлов обслуживания приложений (Application Point), которые будут располагаться в непосредственной близости к пользователю и сети сбора данных.

В настоящее время существуют различные технологии и протоколы, на базе которых могут строиться самоорганизующиеся сети. Наиболее известны и распространены такие, как ZigBee, WiFi, Bluetooth. Они ориентированы на работу в нелицензируемых участках радиочастотного спектра, а отличаются друг от друга рядом параметров, например, такими, как пропускная способность и энергопотребление. Поэтому каждая из этих технологий может использоваться для решения определенных прикладных задач, имеющих различные требования к параметрам функционирования сети.

Далее мы рассмотрим более подробно функционирование сетей, построенных с использованием двух технологий: ZigBee и WiFi. Такой выбор обусловлен тем, что они наиболее существенно отличаются параметрами пропускной способности и энергопотребления.

Устройства на технологии ZigBee достаточно широко распространены и имеют полную реализацию стека протоколов и программную поддержку построения самоорганизующейся беспроводной сенсорной сети. Поэтому рассмотрим данную технологию на примере реальной сети, приведем результаты натурного моделирования.

Устройства на базе технологии WiFi также широко распространены, однако для построения беспроводных сенсорных сетей они применяются реже из-за относительно большего энергопотребления, поэтому у авторов на данный момент не было полной реализации стека протоколов самоорганизующейся сети. Для этой технологии результаты получены методом имитационного моделирования.

Оценка параметров качества передачи изображения и речи поверх протокола ZigBee в режиме прозрачного канала

В настоящее время большой популярностью пользуются сети с низким энергопотреблением и потерями (LLN, *от англ.* Low-Power and Lossy Networks) [5], которые открывают перед пользователями широкие функциональные возможности, а именно – самоорганизация, низкая стоимость, простое развертывание. Топология сетей предполагает следующие реализации: точка-точка (между устройствами внутри LLN-сети), точка-многоточие (от головного узла-шлюза до подмножества оконечных устройств внутри LLN-сети), и многоточие-точка (от устройства внутри LLN-сети к головному узлу-шлюзу).

Несмотря на все их достоинства, также имеются и ограничения: низкая скорость передачи, высокие потери данных, нестабильность. При построении таких сетей также необходимо учитывать эти недостатки.

Наиболее распространенной реализацией LLNсетей является спецификация ZigBee [6], которая позволяет создавать самоорганизующиеся сети [7] с ячеистыми топологиями, представленными на рисунке 1, и низкой стоимостью, передающие небольшие объемы информации, и, характеризующиеся низким энергопотреблением.

Когда речь идет о беспроводных сенсорных сетях, под самоорганизацией понимается автоматический выбор топологии сети, автоматическое подключение новых устройств к сети, автоматический выбор маршрутов передачи пакетов в сети без участия человека, это одна из характерных сторон спецификации ZigBee. В рамках этой спецификации выпущено большое количество публикаций по применению в концепции интернета вещей [8, 9], и выделяется как следующий этап в эволюции в области беспроводных сенсорных сетей [10] и является составляющей сетей связи в рамках концепции Интернета Вещей [11, 12].



Рис. 1. Топологии ZigBee

Помимо этого, проводится множество исследований по применению этой технологии в летающих сенсорных сетях [13], что позволит в полной мере реализовать ее функционал исходя из различных типов устройств ZigBee.

Согласно спецификации [14] сети ZigBee строятся из базовых станций трех основных типов: координаторов, маршрутизаторов И конечных устройств. Координатор генерирует сеть, формирует и выполняет функции центра управления сетью и доверительного центра - устанавливает политику безопасности, задает настройки в процессе присоединения устройств к сети, ведает ключами безопасности. Маршрутизатор, в свою очередь, транслирует пакеты, осуществляет динамическую маршрутизацию, восстанавливает маршруты при перегрузках в сети или отказе какого-либо устройства; маршрутизатор может обслуживать до 32 «спящих устройств». Конечное устройство может принимать и отправлять пакеты, но не занимается их трансляцией и маршрутизацией. Конечные устройства могут подключаться к координатору или маршрутизатору, но не могут иметь дочерних устройств. Также они могут переводиться в спящий режим для экономии заряда аккумуляторов.

Разработчиками этой спецификации преследовалась цель по передаче небольших объемов данных, преимущественно текстовых и нечувствительных к задержкам. Несмотря на это, была поставлена цель проанализировать возможности передачи мультимедиа трафика с надлежащим качеством по сети ZigBee. Исследование возможностей передачи таких данных, как голос, видео, изображение позволит расширить спектр услуг для конечных пользователей на базе сетей WPAN. Для достижения поставленной цели, согласно Рекомендациям МСЭ [15], были выделены следующие задачи:

- изучение существующих алгоритмов и способов передачи данных через сети LLN;

 – разработка лабораторного стенда для исследования;

- проведение эксперимента по передаче изображения;

- проведение эксперимента по передаче голоса;

 - оценка качества передачи голоса и изображения субъективным методом оценки качества восприятия.

Известно, что существуют уже разработанные решения для передачи голоса через канал ZigBee, и проведены исследования, но, во-первых, коммерческие разработки выполнены под определенное аппаратное обеспечение и не являются универсальной технологией, во-вторых, исследования не предполагали оценку качества передачи согласно имеющимся стандартам.

Для практической реализации и проведения экспериментов был собран испытательный лабораторный стенд на основе отладочных комплектов фирмы Silicon Labs, в основе которых лежат ZigBee модули Telegesis. Было выбрано два устройства ETRX3, удовлетворяющие условиям исследования, которые позволяют управлять сетью через АТ-команды и быстро установить соединение через асинхронный приемопередатчик (UART, om англ. Universal Asynchronous Receiver-Transmitter). Так как поставлена задача передать голос и изображение, то стенды будут отличаться своими компонентами, кроме основного компонента исследования - сети ZigBee. Между двумя компьютерами была установлена беспроводная сеть, которая имитировала собой прозрачный канал. Схема лабораторного стенда для передачи изображения представлена на рисунке 2.

В качестве исходных данных было выбрано изображение размером 37 Кбайт, очевидно, что разрешение у картинки небольшое, но оно более чем достаточное, чтобы распознать объекты и проанализировать их действия. После срабатывания сенсора, информация поступает на модуль ZigBee ETRX3. Изображение потом передается на координатор посредством беспроводной сети. При необходимости возможна дальнейшая передача на компьютер через UART-интерфейс, который работает на скорости 115200 бит/с, используя аппаратный контроль потока.



Прозрачный канал Рис. 2. Схема лабораторного стенда для передачи изображения

Модули ETRX3 позволяют передавать данные двумя способами. Первый способ имеет название AT+DMODE и имитирует работу прозрачного канала. В рамках этого способа данные передаются потоком без подтверждения передачи, благодаря чему достигается более высокая скорость передачи данных, а именно 12,7 Кбит/с. Второй способ передачи позволяет нумеровать пакеты и подтверждает корректное получение данных, что помогает восстановить потерянные части и называется АТ+SCASTB. Поскольку при передаче изображения необходимо учитывать такие показатели качества восприятия, как задержки и потери, был выбран второй способ передачи - AT+SCASTB. В случае возникновения потери, произойдет не полная передача данных, и результирующее изображение будет повреждено и, как следствие, не будет отображаться. АТ+SCASTB позволяет транслировать данные с маршрутизатора на координатор, заданный в сети как Sink. Это модуль в сети ZigBee, который выполняет функции приема всех транслируемых по сети данных и передает их на асинхронный приемопередатчик. При использовании способа AT+SCASTB удалось корректно передавать данные и получать изображение без искажений, но скорость данного способа гораздо меньше первого и составляет 7,5 Кбит/с. Исходное изображение удалось передать за 39 с.

Следующий эксперимент был направлен на передачу голоса по сети ZigBee, схема стенда для передачи голоса представлена на рисунке 3.





Задачей этого эксперимента было передать голос в реальном времени. Параметры проведения опыта те же самые, как и в предыдущем случае, но в этом стенде задействованы микрофон для входных данных – речи, и громкоговоритель, для вывода информации. Каждый эксперимент проводился по 15 с, испытуемый говорил в микрофон на разных языках, голос передавался на аналогоцифровой преобразователь, а затем переводился в РСМ-формат. Способом передачи данных был выбран AT+DMODE, потому что трафик данного вида не чувствителен к небольшим потерям, а больше зависим от скорости передачи и задержек. Была выбрана частота дискретизации 8000 Гц с квантованием 8 бит, буфер передачи отправлял данные каждые 10 мс. Таким образом, один пакет вмещал 80 бит. Данные характеристики гарантировали низкое качество звука, и, более того, собрать на приемной стороне полноценное аудио для вывода не удалось. Поэтому было решено задействовать кодек: выбран алгоритм сжатия с потерями A-Law, соответствующий стандарту G.711 [16]. Благодаря компрессии трафика удалось увеличить квантование до 16 бит, чтобы заполнить каждый пакет по 80 бит. После перевода в РСМ-формат на передающей стороне трафик сжимался и затем передавался по прозрачному каналу. Приемная сторона восстанавливала данные и выводила на громкоговоритель, где ассистент оценивал качество результата.

Одной из важных проблем, связанной с реализацией сетевых решений, является обеспечение качества обслуживания для каждой услуги, причем требования к параметрам передачи по сети специфические для разных приложений и типов трафика. В рекомендации ITU-T Y.1540 [17] выделены следующие сетевые характеристики как наиболее важные с точки зрения степени их влияния на качество обслуживания:

- пропускная способность;
- надежность сети/сетевых элементов;
- задержка (мс) и джиттер задержки;
- величина потерь (%);

– живучесть сети – возможность сохранения работоспособности сети при выходе из строя отдельных элементов.

В рамках данного исследования производится анализ влияния сетевых характеристик на качество передачи изображения и голоса, согласно имеющимся рекомендациям [18], через беспроводную сенсорную сеть. Это позволит определить дальнейшую целесообразность использования спецификации ZigBee для передачи мультимедийного трафика в подобных технологиях.

Наибольший интерес представляет передача изображения, поскольку на сегодняшний день большинство сервисов ориентировано на визуализацию информации. А повсеместное использование сенсорных сетей позволяет предположить, что в скором времени передача изображения в сетях ZigBee станет обыденным делом. Например, если сработал датчик движения на удаленном участке, охраняемом объекте или даче, то пользователю будет удобно получить изображение, показывающее, что или кто вызвал срабатывание. Если это пробежала лиса или другое животное – нет необходимости вызывать специальные службы.

Очевидно, что в существующих сенсорных сетях передать изображение или видео с приемлемыми показателями качества обслуживания проблематично. Но для реализации определенных приложений, например, «умная инфраструктура», значений данных показателей будет достаточно.

Для оценки качества передачи изображения и голоса была выбрана методика, предложенная в Рекомендации МСЭ-Т Р.913 [19]. В качестве субъективного метода оценки – метод ACR (*om англ.* Absolute Category Rating), подробно описанный в Рекомендации МСЭ-Т Р.910 [20]. Данный метод использует категориальные оценки. Тестовая последовательность представляется один раз и оценивается по установленной шкале оценок. Преимуществом метода ACR является способность оценивать только принятую последовательность у получателя, не имея эталонной, что позволяет приблизиться к реальным условиям работы сети и оценкам конечных пользователей [21].

В ходе эксперимента оценивались такие параметры, как скорость передачи, количество потерь, степень распознавания речи на разных языках. Оценку проводили четыре эксперта, продолжительность разговора составляла 15 с. Всего проводилось по 5 экспериментов на каждый язык. Решение проводить эксперименты по передачи речи, используя отрывки на разных языках, было принято исходя из того факта, что по качеству речи к каждому языку предъявляются разные требования. Субъективная оценка может отличаться от одного языка к другому, в силу того, что языки отличаются по звучанию: какие-то более мелодичные, какие-то более четкие и легки для распознавания и понимания и т. д. Именно поэтому эксперименты проводились на: русском, английском, французском, арабском и белорусском языках. Чтобы снизить вероятность выставления более низкой оценки экспертом для иностранной речи, в состав экспертной группы входил, как минимум, один носитель каждого из языков. Экспертные оценки определяются в соответствии со следующей пятибалльной шкалой: 5 – отлично; 4 – хорошо; 3 – приемлемо; 2 – плохо; 1 – неприемлемо.

Первый этап анализа результатов – это вычисление средней оценки для каждой демонстрации по формуле (1):

$$\bar{u}_{jkr} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} u_{ijkr} .$$
 (1)

В таблице 1 представлен пример оценки 1 фрагмента речи на русском языке группой экспертов по пятибалльной шкале, а в таблице 2 – на английском языке.

Как видно, результаты оценки фрагмента на английском языке выше, чем на русском при приблизительно равных условиях передачи. Это связано с субъективным восприятием информации экспертами. В группе экспертов находились иностранные студенты, которым воспринимать английский язык привычнее, поэтому и наблюдалась некоторая тенденция завышения оценок, обусловленная человеческими особенностями.

ТАБЛИЦА 1. Результаты оценки фрагмента речи на русском языке

	Технические характеристики		ACR-оценки			
Nº				Эксп	ерты	
мента Средние потери, %		Средняя скорость, Бит/с	1	2	3	4
1	10,73	389	3,5	4	3,5	3,5
2	13,45	365	3	3,5	3,5	3
3	10,22	422	3	3,5	3	4
4	11,47	370	3	3	3,5	3
5	11,34	369	2,5	3	2,5	3
Среднее	11,44	383,00	3,00	3,40	3,20	3,30

ТАБЛИЦА 2. Результаты оценки фрагмента речи на английском языке

	Технические		ACR-оценки			
Nº	характе	ристики		Эксп	ерты	
экспери- мента	Средние потери, %	Средняя скорость, Бит/с	1	2	3	4
1	11,45	353	3	3	3,5	3
2	12,04	312	2,5	3	3	3
3	10,12	412	3,5	4	3,5	4
4	11,34	368	3,5	3,5	3,5	3,5
5	12,28	302	3	3	2,5	3
Среднее	11,45	349,00	3,10	3,30	3,20	3,30

Для дальнейшей обработки первоначальных данных рассчитан доверительный интервал δ по формуле (2), который получен из стандартного отклонения *S* оценок и размера каждой выборки, согласно Рекомендации МСЭ ВТ.500-13 [15]:

$$\delta_{jkr} = 1.96 \frac{S_{jkr}}{\sqrt{N}},$$

$$S_{jkr} = \sqrt{\sum_{i=1}^{N} \frac{\left(\overline{u}_{jkr} - u_{ijkr}\right)^2}{N-1}}.$$
(2)

где

Результаты расчетов для русского, английского, французского, арабского и белорусского языков объединены в таблицу 3.

Таблица 3.	Сводные результаты расчетов по всем языкам
------------	--

Язык	Оценка	Потери, %	Скорость, Бит/с	Довери- тельный интервал
Русский	3,23	11,44	383,00	(3,04; 3,40)
Английский	3,23	11,45	349,40	(3,04; 3,40)
Французский	3,35	11,47	348,10	(3,22; 3,48)
Арабский	3,0	11,13	331,00	(2,81; 3,19)
Белорусский	3,2	11,27	352,20	(3,04; 3,36)

Оценка субъективными методами проводилась для исследования взаимосвязи между объективными показателями, характеризующими работу сети и субъективным восприятием информации пользователями в зависимости от возникающих искажений при передаче. Для наглядного отображения полученных результатов используем аппроксимацию логистической кривой [22], исходя из функции:

$$\sigma = \frac{5}{1 + e^{\frac{-t - t_0}{B}}}$$

Результат представлен на рисунке 4.



Следующим шагом в анализе было определение взаимосвязи между получившимися результатами. Для установления степени взаимосвязи субъективных оценок качества передачи, как с потерями, так и скоростью передачи рассчитаем коэффициент корреляции. Исходя из того, что коэффициент корреляции между субъективной оценкой и потерями 0,904, а субъективной оценкой и между скоростью передачи – 0,318, можно сделать вывод, что оценки больше зависят от количества потерянных пакетов, нежели от скорости передачи по сети ZigBee.

По результатам проведенного исследования можно сделать следующие выводы.

1) В связи с небольшой скоростью передачи и высокими потерями, качество передачи голоса значительно уступает качеству традиционных сетей связи. Большее влияние на качество передачи голоса по сети ZigBee оказывает уровень потерь пакетов.

2) На данный момент передача потокового видео по сети ZigBee проблематична по причине нехватки ширины полосы пропускания канала. Возможна передача изображения невысокого разрешения, предъявляющего небольшие требования по задержке и джиттеру.

3) При сжатии голоса, с применением кодеков, работающих с потерей полезной информации, увеличивается вероятность доставки пакета по сети, но при потере пакета при передаче по сети, теряется большой сегмент полезной информации. Выбор кодека с улучшенным алгоритмом сжатия позволит улучшить результаты.

Экспериментальное исследование передачи мультимедиа контента для приложений дополненной реальности на базе беспроводной сенсорной сети

Взаимодействие элементов лабораторного стенда

Перед разработкой лабораторного стенда была описана последовательность взаимодействия элементов. Существующие на сегодняшний день решения для приложений дополненной реальности предполагают формирование запроса для вывода вспомогательного слоя информации на базе видеоаналитики. Это возможно благодаря наличию у смартфона или очков внешней камеры, которая делает снимок и в реальном времени формирует запрос в базу данных. Предложенное решение имеет ряд существенных ограничений ввиду того, что на удалении более 10 м, а также в ночное время видеоаналитика работает, как правило, некорректно и не позволяет достоверно считывать информацию и производить видеомониторинг.

Предлагаемый ниже подход принципиально отличается от существующих решений тем, что для вывода информации об объекте используется непосредственное получение информации от этого объекта по сети.

Клиент приложения дополненной реальности: традиционно приложения дополненной реальности разрабатываются для мобильных устройств (смартфона, смарт-очков и др.). В ситуации, когда приложение хочет получить информацию о том или ином объекте, оно формирует и отправляет запрос к ближайшему узлу обслуживания приложения (Application Point). Через беспроводную точку доступа на базе технологии WiFi мобильное устройство подключается к узлу обслуживания приложения.

Узел обслуживания приложения дополненной реальности: данный узел осуществляет взаимодействие с элементами системы и поддерживает протокольное взаимодействие. Узел обслуживается по принципу «издатель-подписчик», т. е. клиент подписывается на каналы предоставления информации объектов; клиент может получить данные от объектов, когда приложение дополненной реальности формирует запрос и ожидает данные для формирования слоя визуализации. Оконечные устройства беспроводной сенсорной сети, функционирующие как издатели, отправляют собираемые данные по этим каналам. Таким образом, информация об объектах может быть предоставлена клиенту (приложению дополненной реальности) так быстро, как это возможно.

Беспроводная сенсорная сеть для сбора данных: как говорилось ранее, в качестве самоорганизующейся сети рассматривается сеть с поддержкой протокола ZigBee. Оконечные устройства Zigbee оснащены различными датчиками, а также содержат информацию о самом объекте. Собираемые данные с заданной периодичностью отправляются к шлюзу или по запросу клиента. После этого шлюз перенаправляет запросы к облачному сервису и узлу обслуживания приложения.

На рисунке 5 изображена схема лабораторного стенда.



Рис. 5. Структура лабораторного стенда

Аппаратное обеспечение

В качестве устройства дополненной реальности используется смартфон Xiaomi Redmi 6A/2 с Android 8.x, который периодически формировал и отправлял запросы к узлу обслуживания приложения.

Роль узла обслуживания приложения выполнял персональный компьютер, который был подключен к облачному сервису и шлюзу сети сбора данных.

В качестве маршрутизаторов и оконечных устройств ZigBee использовались отладочные платы EM35xx Development Kit, представленные на рисунке 6.



Рис. 6. Отладочная плата ЕМ35хх

Оконечное устройство ZigBee могло взаимодействовать с другим контроллером с использованием соединения USB-UART. При проведении экспериментов оконечное устройство подключалось к ноутбуку, на котором была запущена программа генерации данных датчиков. В качестве шлюза ZigBee использовался USB-шлюз ETRX3 Series ZigBee Module, подключаемый к ноутбуку, который взаимодействует с основным облаком, а также с узлом обслуживания приложения дополненной реальности.

Программное обеспечение

На смартфоне запускалось приложение дополненной реальности, разработанное для операционной системы Android 8.х, которое подключалось к узлу обслуживания приложений через беспроводную точку доступа WiFi и периодически отправляло запрос для получения информации от объектов. Для дальнейшего исследования качества обслуживания предоставляемой услуги, приложение записывало моменты времени отправки запроса и получения ответа. На узле обслуживания приложения запускался сервер, который работал по принципу «издатель-подписчик». Для шлюза ZigBee использовалась программа, написанная на Python. Программа осуществляла управление USB-шлюзом на базе АТ-команд через адаптер USB-UART. Принцип работы программы заключался в следующем: шлюз получает данные датчиков и перенаправляет их к облачному сервису и узлу обслуживания приложения. Однако шлюз получает запросы из узла обслуживания приложения (от клиента) и перенаправляет их к конечным узлам. После этого шлюз получает ответы оконечных устройств и перенаправляет их к узлу обслуживания приложения, чтобы предоставить их непосредственно клиенту.

Для оконечного устройства запускается программа, разработанная на языке программирования Python. Она управляет модулем ZigBee с помощью AT-команд через адаптер USB-UART. Программа работает с учетом того, что данные датчиков периодически генерируются и отправляются к шлюзу, однако оконечное устройство отвечает на запросы, когда оно получает их от шлюза (т. е. из клиента).

Сценарии экспериментального исследования

Для оценки качества обслуживания рассматривается время ожидания ответа после формирования и отправки запроса от приложения дополненной реальности. Процесс обслуживания изображен на рисунке 7.



Рис. 7. Процедура запроса и ответа

Вначале приложение дополненной реальности отправляет запрос к узлу обслуживания, далее узел обслуживания передает этот запрос к шлюзу сети сбора данных, а шлюз перенаправляет запрос к оконечному сенсорному узлу. После получения запроса сенсорный узел посылает ответ к шлюзу, который направляет его к узлу обслуживания, а он, в свою очередь, передает этот ответ к клиенту приложения дополненной реальности.

Согласно структуре лабораторного стенда можно наблюдать, что фрагмент беспроводной сенсорной сети имеет большое влияние на время предоставления данных к клиенту. Как было описано выше, ячеистая топология сети ZigBee вносит задержку и влияет на процесс передачи данных, поэтому при рассмотрении этого сценария необходимо учитывать характеристики сети, такие как плотности узлов и количество пройденных маршрутизаторов. В этой связи, для экспериментов была развернута сеть ZigBee, соответствующая двум сценариям проведения экспериментов.

Первый сценарий заключается в том, что рассматривается влияние плотности сети на круговую задержку доставки данных для приложений дополненной реальности. В этом сценарии количество узлов в сети увеличивается на каждой стадии эксперимента, при этом времена формирования и отправки запроса и получения ответа фиксируется в соответствующий лог-файл. Распределение узлов в сети изображено на рисунке 8.



Второй сценарий рассматривает увеличение количества маршрутизаторов между шлюзом и оконечным узлом, т. е. количество переходов для каждого пакета увеличивается. Распределение маршрутизаторов в сети изображено на рисунке 9.



Для записи времени отправки запроса и получения соответствующего ответа, приложение дополненной реальности формирует и отправляет запрос с номером, например, «Request 1», и время отправки сохраняется в файле для дальнейшей обработки. Далее если сенсорный узел получает «Request 1», то он отвечает соответствующим ответом «Response 1». Когда приложение дополненной реальности получает ответ «Response 1», оно записывает время получения ответа в файл. После каждого эксперимента формируется два файла записи времени отправки и получения с сообщениями какого запроса и ответа. Таким образом, возможно вычислить круговую задержку между клиентом дополненной реальности и сенсорным узлом.

Анализ результатов экспериментов

Для первого сценария была получена круговая задержка, которая изменяется при увеличении количества улов в сети. Результаты экспериментов по первому сценарию представлены на рисунке 10.



Рис. 10. Влияние плотности сети на *RTT*

Чем больше количество узлов в сети, тем больше время задержки. Высокая плотность сети предполагает, что будет занято больше каналов или в результате одновременного обращения к среде передачи будет происходить коллизия. Следовательно, сообщения могут быть задержаны при передаче между шлюзом и оконечным узлом.

Во втором сценарии было рассмотрено количество пройденных маршрутизаторов. При этом каждый запрос и ответ проходил через всю цепочку маршрутизаторов. Соответственно, круговая задержка должна увеличиваться с увеличением количества маршрутизаторов. Зависимость круговой задержки от количества переходов (хопов) для второго сценария приведена на рисунке 11. Согласно данным можно увидеть, что круговая задержка увеличивается с ростом количества маршрутизаторов между шлюзом и конечным узлом.





По результатам измерения задержки мы видим, что если приложение передает запрос к конечному узлу и ожидает ответ от него, то такая круговая задержка является существенной и негативно сказывается на качестве восприятия. Для оптимизации данного подхода целесообразно кэшировать собираемые данные. Данные могут быть сохранены на узле или получены по запросу к облачному сервису, на котором все данные датчиков сохраняются. В таком случае, когда приложение дополненной реальности подключается к узлу обслуживания, то информации о соответствующих объектах сразу отправляются к нему, обеспечивая лучшее качество восприятия.

Экспериментальное исследование передачи мультимедиа контента для приложений дополненной реальности на базе беспроводной сети стандарта WiFi (IEEE 802.11)

Наряду с технологией ZigBee для построения беспроводных сенсорных сетей могут быть использованы и другие технологии беспроводной связи. В частности, наибольшее распространение в настоящее время, получили стандарты WiFi и Bluetooth. Они также позволяют организовать сеть ячеистой структуры mesh или Ad Hoc. Их особенность состоит в потенциально большей полосе пропускания канала, по сравнению с технологией ZigBee. Это дает возможность существенно сократить время доставки сообщений. Использование этих технологий также привлекательно тем, что их поддерживает большинство современных пользовательских устройств. Это дает возможность взаимодействовать с терминалом дополненной реальности напрямую, минуя шлюз. Также существуют решения для построения самоорганизующихся сетей на базе данных технологий.

Выберем для сравнения технологию WiFi и проведем исследование ее потенциальных возможностей в Ad Hoc. Для исследования будем использовать систему имитационного моделирования OMNeT++.

Модель исследуемой сети

Будем рассматривать построение модельной сети в двумерной зоне обслуживания, представляющей собой квадрат со стороной 600 м. Выбор размеров области обслуживания произведен исходя из усредненных оценок географических параметров наиболее посещаемых мест (скверы, зоны отдыха, вокзалы, кампусы и т.д.). Количество узлов сети будем изменять в зависимости от цели эксперимента. Каждый из узлов сети оснащен трансивером WiFi и может выполнять функции, как оконечного, так и транзитного узла. Конкретная функциональность узла определяется целью эксперимента.

Будем рассматривать случай, когда узлы сети неподвижны в зоне обслуживания. В качестве транспортного уровня будем рассматривать использование протоколов TCP и UDP.

Результаты имитационных экспериментов

Будем исследовать зависимость основных параметров качества обслуживания трафика, таких как пропускная способность, время доставки сообщений и вероятность потерь пакетов от конфигурации сети и интенсивности трафика.

1) Зависимость пропускной способности от количества транзитов.

В общем случае длина маршрута зависит от особенностей конкретной сети и в практических приложениях может составлять до десятка транзитных участков. Рассмотрим модель сети, в которой имеются два оконечных узла, один из которых исполняет роль сервера, а второй – клиента. Клиент производит передачу данных в виде файла серверу под управлением протокола ТСР. Поскольку данный протокол обеспечивает гарантированную доставку и производит передачу данных на скорости близкой к максимально достижимой - пропускной способности, то будем оценивать величину последней на основе анализа достижимой скорости передачи данных между клиентом и сервером. Маршрут между клиентом и сервером будет содержать несколько транзитных участков.

В таблице 4 приведены результаты имитационных экспериментов. В ходе экспериментов производилась регистрация исходящего трафика клиента и входящего трафика сервера.

ТАБЛИЦА 4. Зависимость параметров трафика от количества транзитов

Количе- ство транзитов	Интенсивность трафика (клиент), Мбит/с	Интенсивность трафика (сервер), Мбит/с	RTT, мс
0	8,8	8,8	7,3
1	9,4	4,7	13,6
2	7,3	3,3	19,5
3	7,0	2,9	22,3
4	6,6	2,8	23,2
5	6,2	2,7	24,3
6	6,1	2,6	25,0
7	5,9	2,5	25,5
8	5,7	2,5	25,8
9	5,7	2,5	26,1
10	5,5	2,4	26,5
11	5,2	2,4	27,0

На рисунке 12 приведена зависимость пропускной способности от количества транзитных узлов в маршруте, построенная по данным таблицы 4.



от количества транзитов

На том же рисунке приведена зависимость пропускной способности (бит/с) согласно выражению:

$$b = \frac{Wnd}{RTT},\tag{4}$$

где Wnd – размер окна передачи (бит); RTT – время отклика (мс).

Размер окна в данных экспериментах составлял Wnd = 7504 байт. Из рисунка видно, что полученные данные достаточно близки к оценкам, согласно выражению (4).

На рисунке 13 приведена зависимость круговой задержки RTT от количества транзитных узлов. Зависимость *RTT* рассчитывается по формуле:

$$RTT = \frac{Wnd}{b_0} + 2b_0(1 - e^{-k}),$$
(5)

где $b_0 = 11000$ бит/с; k – количество транзитных участков.



2) Зависимость вероятности потерь от интенсивности трафика.

Структура модели аналогична той, которая использована в предыдущем эксперименте. Сеть состоит из 13 узлов, представляющих собой один «линейный» маршрут. Между узлом-источником и узлом-назначения передаются дейтаграммы UDP через 11 транзитных узлов. В ходе эксперимента регистрируются переданные и принятые дейтаграммы. Результаты эксперимента приведены в таблице 5.

На рисунке 14 представлена эмпирическая зависимость доли потерянных дейтаграмм от интенсивности трафика.

Данные аппроксимированы выражением:

$$p = p_0 + \frac{1 - \rho}{1 - \rho^{\frac{2}{C_a^2 + C_s^2} n_b + 1}} \rho^{\frac{2}{C_a^2 + C_s^2} n_b},$$
(6)

где C_a^2 и C_s^2 – квадратичные коэффициенты вариации, соответственно, распределений входящего потока и времени обслуживания; nb – размер буфера; р – загрузка системы; p₀ – вероятность потерь, зависящая от количества транзитных участков маршрута (по результатам эксперимента при 11 транзитных узлах $p_0 = 0,1$).

Интенсив- ность	Средний интервал меж-	Продолжи- тельность	Дейтаграмм		
трафика, Мбит/с	ду дейтаграм- мами, мс	эксперимента, с	Передано, шт.	Принято, шт.	
1	8,000	15,919	2037	1866	
2	4,000	15,335	3863	3506	
3	2,667	15,324	5823	5287	
4	2,000	15,817	7970	7255	
5	1,600	15,151	9374	8437	
6	1,333	15,201	11404	10306	
7	1,143	15,135	13294	12002	
8	1,000	15,119	15124	13432	
9	0,889	10,251	11826	8859	
10	0,800	10,232	12923	8866	
11	0,727	10,118	13795	8712	
12	0,667	10,170	15375	8778	
13	0,615	10,137	16577	8781	
14	0,571	10,553	18473	9233	
15	0,533	10,121	19031	8718	

ТАБЛИЦА 5. Результаты эксперимента



На рисунке 15 приведено распределение потерянных дейтаграмм по участкам маршрута.



Из приведенных выше результатов видно, что качество функционирования самоорганизующейся сети, построенной с использованием технологии WiFi, существенно зависит от ее параметров, в частности, от длины маршрута и интенсивности трафика. Однако, численные значения пропускной способности и величины задержки, которые имеют место при изменении длины маршрута и интенсивности трафика в достаточно широких пределах, существенно отличаются от значений, полученных для сети, построенной с применением технологии ZigBee. Например, при проведении имитационных экспериментов величина круговой задержки RTT не превысила значения 30 мс, в наихудшем случае, а пропускная способность не снижалась ниже, чем 2 Мбит/с.

Из этого можно сделать вывод, что использование стандартов WiFi для построения беспроводных сенсорных сетей, в ряде случаев, приемлемо для многих приложений дополненной реальности.

Полученные зависимости параметров функционирования от длины маршрута, позволяют выбрать наиболее подходящую конфигурацию сети, в которой как длина маршрута, так и параметры функционирования удовлетворяют требованиям решаемых прикладных задач.

Заключение

В статье были рассмотрены новые подходы по доставке данных в приложениях дополненной реальности на базе самоорганизующейся сети. Предлагаемый подход является одним из сценариев, который используется в сетях связи пятого поколения 5G/IMT-2020 и может быть рассмотрен для внедрения в существующих решениях в Умных городах. Область применения сетей IEEE 802.15.4 для передачи мультимедийной информации является специфической. Данные сети применимы там, где предъявляются невысокие требования к качеству передачи мультимедиа данных. Главным преимуществом использования таких сетей является низкая стоимость, высокая автономность, простота и надежность эксплуатации этих сетей, что позволяет рассматривать эти сети для передачи мультимедийных данных в будущем для приложений дополненной реальности.

Предложены методы предоставления услуг дополненной реальности на основе mesh-сети и оценены показатели качества обслуживания для услуг дополненной реальности.

В дальнейшем, на базе разработанного фрагмента модельной сети предлагается разработать дополнительные сценарии с передачей информации на базе технологий LPWAN.

Список используемых источников

1. Мухизи С., Мутханна А.С., Киричек Р.В., Кучерявый А.Е. Исследование моделей балансировки нагрузки в программно-конфигурируемых сетях // Электросвязь. 2019. № 1. С. 23–29.

2. Атея А.А., Мутханна А.С., Кучерявый А.Е. Интеллектуальное ядро для сетей связи 5G и тактильного интернета на базе программно-конфигурируемых сетей // Электросвязь. 2019. № 3. С. 34–40.

3. Yastrebova A., Kirichek R., Koucheryavy Y., Borodin A., Koucheryavy A. Future Networks 2030: Architecture and Requirements // Proceedings of the 10th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT, Moscow, Russia, 5–9 November 2018). Piscataway, NJ: IEEE, 2018. DOI:10.1109/ICUMT.2018.8631208

4. Ateya A.A., Muthanna A., Gudkova I., Abuarqoub A., Vybornova A., Koucheryavy A. Development of Intelligent Core Network for Tactile Internet and Future Smart Systems // Journal of Sensor and Actuator Networks. 2018. Vol. 7. Iss. 1. DOI:10.3390/jsan7010001

5. RPL: IPv6 Routing Protocol for Low-Power and Lossy Networks: RFC 6550. March 2012.

6. IEEE Std 802.15.4-2011. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs). NY: IEEE, 2011.

7. Кучерявый А.Е., Прокопьев А.В., Кучерявый Е.А. Самоорганизующиеся сети. СПб: Типография «Любавич», 2011. 312 с.

8. Росляков А.В., Ваняшин С.В., Гребешков А.Ю., Самсонов М.Ю. Интернет вещей. Самара: ИУНЛ ПГУТИ, ООО «Издательство Ас Гард», 2014. 340 с.

9. Кучерявый А.Е. Интернет Вещей // Электросвязь. 2013. № 1. С. 21–24.

10. Киричек Р.В., Парамонов А.И., Прокопьев А.В., Кучерявый А.Е. Эволюция исследований в области беспроводных сенсорных сетей // Информационные технологии и телекоммуникации. 2014. № 4. С. 29–41. URL: http://www.sut.ru/ doci/nauka/review/4-14.pdf (дата обращения 10.06.2019)

11. Гольдштейн Б.С., Кучерявый А.Е. Сети связи пост-NGN. СПб: БХВ-Петербург, 2013. 160 с.

12. Futahi A., Paramonov A., Koucheryavy A. Wireless sensor networks with temporary cluster head nodes // Proceedings of the 18th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT, Pyeongchang, South Korea, 31 January–3 February 2016). Piscataway, NJ: IEEE, 2016. PP. 283–288. DOI:10.1109/ICACT.2016.7423362

13. Кучерявый А.Е., Владыко А.Г., Киричек Р.В., Парамонов А.И., Прокопьев А.В., Богданов И.А. и др. Летающие сенсорные сети // Электросвязь. 2014. № 9. С. 2–5.

14. ZigBee Alliance (01/2008). ZigBee Specification (Document 053474r17).

15. Рек. МСЭ-R ВТ.500-13 (01/2012). Методика субъективной оценки качества телевизионных изображений.

16. Rec. ITU-T G.711 (1998; 08/2009). Amendment 1 New Annex A on lossless encoding of PCM frames.

17. Rec. ITU-T Y.1540 (11/2007). Internet protocol data communication service. IP packet transfer and availability performance parameters.

18. Rec. ITU-T Y.1541 (05/2002). Network performance objectives for IP-Based Services.

19. Rec. ITU-T P.913 (01/2014). Methods for the subjective assessment of video quality, audio quality and audiovisual quality of Internet video and distribution quality television in any environment.

20. Rec. ITU-T P.910 (04/2008). Subjective video quality assessment methods for multimedia applications.

21. Маколкина М.А. Анализ субъективных методов оценки качества IPTV // Информационные технологии моделирования и управления. 2013. № 5(83). С. 492–500.

22. Кучерявый А.Е., Парамонов А.И. Модели трафика для сенсорных сетей в u-России // Электросвязь. 2006. № 6. С. 15–19.

* * *

EXPERIMENTAL INVESTIGATION OF THE TRANSMISSION OF MULTIMEDIA CONTENT FOR AUGMENTED REALITY APPLICATIONS ON THE BASIS OF A WIRELESS SENSOR NETWORK

T.D. Dinh¹, R. Kirichek¹, A. Koucheryavy¹, M. Makolkina¹

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

Article info

Article in Russian

For citation: Dinh T.D., Kirichek R., Koucheryavy A., Makolkina M. Experimental Investigation of the Transmission of Multimedia Content for Augmented Reality Applications on the Basis of a Wireless Sensor Network. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(2):76–87. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-2-76-87

Abstract: The article presents the results of an experimental investigation of the transfer of multimedia content for augmented reality applications based on a wireless sensor network. I EEE 802.15.4 and ZigBee protocol, as well as IEEE 802.11 (WiFi) are considered as a data transmission technology in a wireless sensor network. The choice of these technologies allows the interaction of Internet of Things devices with each other with the possibility of self-organization and delivery of data for augmented reality applications by relaying through intermediate nodes. In the first part of the article, the features of the transmission, different languages are considered and the quality of perception at the receiving side is determined. In the second part of the article, the features of data transmission through intermediate nodes are experimentally identified for this purpose, full-scale and simulation modeling are used. On the basis of the conducted research and subsequent analysis, the dependences of the network operation parameters on the number of nodes in the network and the number of transitions are presented.

Keywords: augmented reality, Internet of Things, self-organizing network, multimedia traffic, mesh-network, ZigBee, WiFi, QoS, QoE.

References

1. Muhizi S., Muthanna A., Kirichek R.V., Koucheryavy A.Eu. Analysis and modeling of load balancing in software-defined networks. *Electrosvyaz.* 2019;1:23–29. (in Russ.)

2. Ateya A.A., Muthanna A., Koucheryavy A.Eu. Intelligent core network for 5G and tactile internet systems based on software defined networks. *Electrosvyaz*. 2019;3:34–40. (in Russ.)

3. Yastrebova A., Kirichek R., Koucheryavy Y., Borodin A., Koucheryavy A. Future Networks 2030: Architecture and Requirements. *Proceedings of the 10th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT), 5–9 November 2018, Moscow, Russia.* Piscataway, NJ: IEEE; 2018. Available from: https://doi.org/10.1109/ICUMT.2018.8631208

4. Ateya A.A., Muthanna A., Gudkova I., Abuarqoub A., Vybornova A., Koucheryavy A. Development of Intelligent Core Network for Tactile Internet and Future Smart Systems. *Journal of Sensor and Actuator Networks*. 2018;7(1). Available from: https://doi.org/10.3390/jsan7010001

5. RPL: IPv6 Routing Protocol for Low-Power and Lossy Networks: RFC 6550. March 2012.

6. IEEE Standards Association. IEEE Std 802.15.4-2011. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs). NY: IEEE; 2011.

7. Koucheryavy A.E., Prokopiev A.V., Koucheryavy Y.A. *Samoorganizuiushchiesia seti* [Self-Organizing Network]. St. Petersburg: Lyubavich Printing House; 2011. 312 p. (in Russ.)

8. Rosliakov A.V., Vaniashin S.V., Grebeshkov A.I., Samsonov M.I. *Internet veshchei* [Internet of Things]. Samara: Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics Publ., As Gard Publ., 2014. 340 p. (in Russ.)

9. Koucheryavy A.E. Internet Veshchei [Internet of Things]. *Electrosvyaz.* 2013;1:21-24. (in Russ.)

10. Kirichek R.V., Paramonov A.I., Prokopiev A.V., Koucheryavy A.E. The Investigation Evolution in the Wireless Sensor Networks Area. *TelecomIT*. 2014;4:29–41. (in Russ.) Available from: http://www.sut.ru/doci/nauka/review/4-14.pdf [Accessed 10th June 2019]

11. Goldshtein B.S., Koucheryavy A.E. *Seti sviazi post-NGN* [Post-NGN communication networks]. St. Petersburg: BHV-Petersburg Publ.; 2013. 160 p. (in Russ.)

12. Futahi A., Paramonov A., Koucheryavy A. Wireless sensor networks with temporary cluster head nodes // Proceedings of the 18th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT, Pyeongchang, South Korea, 31 January–3 February 2016). Piscataway, NJ: IEEE, 2016. PP. 283–288. DOI:10.1109/ICACT.2016.7423362

13. Koucheryavy A.E., Vladyko A.G., Kirichek R.V., Paramonov A.I., Prokopiev A.V., Bogdanov I.A., Dort-Goltz A.A. Flying Sensor Networks. *Electrosvyaz.* 2014;9:2–5 (in Russ.)

14. ZigBee Alliance. ZigBee Specification (Document 053474r17). January 2008.

15. Rec. ITU-R BT.500-13. Methodology for the subjective assessment of the quality of television pictures. January 2012.

16. Rec. ITU-T G.711 (1998) Amendment 1 New Annex A on lossless encoding of PCM frames. August 2009.

17. Rec. ITU-T Y.1540. Internet protocol data communication service. IP packet transfer and availability performance parameters. (November 2007)

18. Rec. ITU-T Y.1541. *Network performance objectives for IP-Based Services*. May 2002.

19. Rec. ITU-T P.913. Methods for the subjective assessment of video quality, audio quality and audiovisual quality of Internet video and distribution quality television in any environment. January 2014.

20. Rec. ITU-T P.910. Subjective video quality assessment methods for multimedia applications. April 2008.

21. Makolkina M.A. Analiz subieektivnykh metodov otsenki kachestva IPTV [Analysis of Subjective Methods for Assessing the Quality of IPTV]. *Informatsionnye tekhnologii modelirovaniia i upravleniia*. 2013;5(83):492–500. (in Russ.)

22. Kucheryavy A.E., Paramonov A.I. Traffic models for sensor networks in u-Russia. *Electrosvyaz.* 2006;6:15–19. (in Russ.)

ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНЫМ И УГЛОМЕРНЫМ МЕТОДАМИ. ЧАСТЬ 1

В.О. Лазарев¹, Г.А. Фокин^{1*}

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 УДК 621.396.969.181.23 Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: 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

Аннотация: В данной работе рассмотрены оценки пределов точности позиционирования источников радиоизлучения с использованием разностно-дальномерного и/или угломерного метода позиционирования. Продемонстрированы различные способы получения оценок пределов точности позиционирования, такие как нижняя граница Крамера-Рао и круговое вероятное отклонение. Проанализированы зависимости пределов точности позиционирования от положения приемных устройств в пространстве и их количества, результаты анализа представлены в виде графиков в среде МАТLAB.

Ключевые слова: нижняя граница Крамера-Рао, круговое вероятное отклонение, разностно-дальномерный метод, угломерный метод, позиционирование.

1. Введение

Актуальность настоящего исследования обусловлена стремительным развитием систем мобильной радиосвязи и возрастающими требованиями по повышению точности определения местоположения (ОМП) источников радиоизлучения (ИРИ) в приложениях геолокации.

В радиолокации, радионавигации и приложениях геолокации современных систем радиосвязи применяют различные методы ОМП ИРИ, основными из которых являются разностно-дальномерный (РДМ) [1–4] и угломерный метод (УМ) [5–9]. Данные методы применяют как при позиционировании неподвижных ИРИ, например, базовых станций сетей мобильной связи [7–9], так и подвижных ИРИ, например, абонентских станций [1–4], в том числе при адаптивном диаграммообразовании в самоорганизующихся радиосетях [5–6].

Точность позиционирования ИРИ определяется рядом факторов, среди которых, во-первых, свойства используемых для ОМП сигналов [10] и, во-вторых, взаимное расположение ИРИ и приемных устройств (ПУ) многопозиционной системы геолокации, характеризуемое геометрическим фактором территориального распределения ПУ [11, 12]. При позиционировании неизбежно появляются различного рода погрешности в измеряемых параметрах, ведущих к ошибкам ОМП ИРИ, что приводит к необходимости поиска наилучшего в данных условиях метода позиционирования или их комбинации, оценка точности которых выполняется с использованием специальных метрик. Практический интерес к оценке пределов точности позиционирования ИРИ позволяет обосновать выбор топологии стационарных ПУ таким образом, чтобы повысить точность ОМП [11, 12]. Если же речь идет о подвижных ПУ, например, на борту беспилотных летательных аппаратов (БПЛА), тогда данный подход позволяет обосновать траектории движения подвижных ПУ [13, 14].

Обычно пределы точности позиционирования определяются метрикой нижней границы Крамера-Рао (НГКР), которая при некоторых условиях на статистическую модель дает нижнюю границу для дисперсии оценки координат ИРИ [15]. НГКР может быть визуализирована эллипсом ошибок на плоскости и позволяет оценить величину и направление ошибки [16]. Помимо метрики НГКР, существует метрика кругового вероятного отклонения

(КВО), которая вычисляется из НГКР и может быть визуализирована окружностью ошибок на плоскости. КВО позволяет оценить только величину ошибки [17]. Для оценки пределов точности позиционирования интерес представляют обе метрики, а также способ их получения [18].

Материал далее организован следующим образом. В разделе 2 описаны метрики НГКР и КВО для оценки точности позиционирования. В разделе 3 формализован математический аппарат оценки НГКР и КВО. В разделе 4 приведено описание разработанной имитационной модели (ИМ) для вычисления и визуализации НГКР и КВО. В разделе 5 сформулированы выводы о применимости выбранных метрик оценки к задаче синтеза топологии для стационарных ПУ и траектории движения подвижных ПУ.

2. Метрики оценки точности позиционирования ИРИ

Для повышения точности позиционирования ИРИ важное значение имеет выбор начальной области итеративного поиска **х**₀. Обычно, зная расположение ПУ в зоне геолокации ИРИ, значение хо выбирается как среднее арифметическое координат ПУ (модели с выборочным средним) [1-4]. При неравномерном расположении ПУ относительно ИРИ выбранное таким образом значение хо может оказаться достаточно грубым [11–14]. Для повышения точности выбора начальной оценки целесообразно использовать предварительные оценки точности позиционирования, определяемые геометрическими факторами и характеризуемые метриками НГКР и характеристикой вероятного отклонения.

Пусть $\theta = (\theta_1, \theta_2, ..., \theta_N)$ является случайной выборкой распределения $f_{\theta}(\theta|x)$, где *x* – скалярная величина. Тогда НГКР определяется как [18]:

$$Var(\hat{x}) \ge \frac{1}{I(x)},\tag{1}$$

где \hat{x} – оценка величины *x*; I(x) – информационная матрица Фишера, задаваемая выражением [18]:

$$I(x) = E\left[\left(\frac{\partial l(\theta, x)}{\partial x}\right)^2\right] = E\left[\frac{\partial^2 l(\theta, x)}{\partial x^2}\right],$$
 (2)

где $l(\theta, x)$ – натуральный логарифм функции правдоподобия набора измерений θ от параметра $x; \frac{\partial}{\partial x}$ – оператор взятия частной производной по параметру х.

В [18] с помощью НГКР доказано, что модели с выборочной средней оценкой, т. е. заданные далее выражением (5), имеют наилучшие показатели среди других методов оценки, а дисперсия оценки величины *х* не может быть меньше σ^2/N . Более подробно оценка НГКР рассмотрена в разделе 3.2.

Характеристика вероятного отклонения определяет вероятность того, что оценка координат ИРИ окажется в пределах определенного геометрического места точек. Различают три характеристики вероятного отклонения [18]:

 – линейное (ЛВО) для одномерного позиционирования (например, при измерении дальности одним ПУ) описывается линией;

 круговое (КВО) для двумерного позиционирования (на плоскости) описывается окружностью;

 сферическое вероятное отклонение (СВО) для трехмерного позиционирования (в пространстве) описывается сферой.

Пусть *х* – *n*-мерный вектор истинных координат ИРИ; \hat{x} – *n*-мерный вектор оценки координат ИРИ; ρ радиус отклонения от истинного местоположения ИРИ, задающий геометрическое место точек отклонения; α – вероятность того, что модуль ошибки оценки координат ИРИ $\|\hat{x} - x\|$ окажется меньше ρ . Тогда характеристику вероятного отклонения можно определить как вероятность:

$$P(\|\widehat{\boldsymbol{x}} - \boldsymbol{x}\| < \rho) = \alpha, \tag{3}$$

т. е. характеристика вероятного отклонения есть вероятность α того, что модуль ошибки оценки координат $\|\hat{x} - x\|$ окажется меньше некоторого значения р. Эта характеристика может быть интерпретирована геометрическим местом точек вокруг истинного местоположения ИРИ и вероятностью того, что оценки местоположения ИРИ окажутся внутри этого геометрического места точек. Геометрическое место точек может быть отрезком для переменной x (n = 1, одномерный вектор x, рисунок 1a), окружностью для двумерного вектора x (n = 2, рисунок 1б) и сферой для трехмерного вектора *x* (*n* = 3, рисунок 1в).



Рис. 1. Геометрическая интерпретация характеристики вероятного отклонения

Предполагая, что модель подчиняется нормальному закону распределения, ее функция плотности вероятности ошибки описывается как [18]:

$$f(E) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^{n} |\Sigma|}} \exp\left[-\frac{1}{2} E^{T} \Sigma^{-1} E\right],$$
 (4)

где *E* – ошибка измерений; Σ – ковариационная матрица ошибки.

Возьмем *т*-мерную систему определения местоположения с использованием выборочной средней оценки. Пусть в этой системе количество измерений *N* задается, как [18]:

$$y_n = x + e_n, \quad n = 1, 2, ..., N,$$
 (5)

где y_n – это *n*-ый вектор измерений длины *m*; *x* – вектор реальных местоположений объекта; *e*_n – вектор независимых и одинаково распределенных по нормальному закону случайных величин с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_n^2 для всех *m* элементов вектора измерений.

Используя выражения (3) и (4), характеристику вероятного отклонения в моделях с нормальным распределением можно представить для ЛВО с одним измерением в виде выражения:

$$\oint_{|x-\hat{x}| < \rho_{LEP}} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(\frac{-(x-\hat{x})^2}{2\sigma^2}\right) d\hat{x} = \alpha,$$

для КВО с двумя измерениями:

$$\oint_{\|\hat{\boldsymbol{x}} - \boldsymbol{x}\| < \rho_{CEP}} \frac{1}{2\pi \sqrt{|\boldsymbol{\Sigma}|}} \exp\left(-\frac{1}{2}(\boldsymbol{x} - \hat{\boldsymbol{x}})^{H} \boldsymbol{\Sigma}^{-1}(\boldsymbol{x} - \hat{\boldsymbol{x}})\right) d\hat{\boldsymbol{x}} = \alpha,$$

для СВО с тремя измерениями:

$$\underset{\|\widehat{x}-x\| < \rho_{SEP}}{\iiint} \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^3 |\Sigma|}} \exp\left(-\frac{1}{2}(x-\widehat{x})^H \Sigma^{-1}(x-\widehat{x})\right) d\widehat{x} = \alpha.$$

В дальнейшем в качестве характеристики вероятного отклонения более подробно рассматривается КВО в разделе 3.3.

3. Метрики оценки точности позиционирования

Метрики оценки точности позиционирования приводятся для сопоставления результатов, полученных средствами математического [16] и имитационного моделирования [17].

3.1. Математическая формализация задачи позиционирования ИРИ

Рассмотрим вектор координат ИРИ x и вектор измерений r. Компоненты оцениваемого n-мерного вектора x – это координаты местоположения ИРИ в двух- или трехмерном пространстве и возможные другие параметры, например, такие, как время излучения сигнала. Набор N измерений r_i , i = 1, 2, ..., N собран в различных точках местополо-

жения ПУ. При отсутствии случайных ошибок измерений, *ri* приравнивается к известной функции *fi*(**x**). При наличии ошибок измерений, *ri* задается следующим образом:

$$r_i = f_i(\mathbf{x}) + n_i, \quad i = 1, 2, \dots, N,$$
 (6)

где *N* уравнений системы (6) могут быть записаны в векторном виде как одно уравнение для *N*-мерных векторов-столбцов:

$$\boldsymbol{r} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}) + \boldsymbol{n},\tag{7}$$

где $r \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ – вектор-столбец измерений; $n \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ – вектор-столбец ошибок измерений.

Предполагается, что вектор ошибок измерений n является случайным вектором с положительно определенной ковариационной матрицей $N \in \mathbb{R}^{N \times N}$:

$$N = E[(\boldsymbol{n} - E[\boldsymbol{n}])(\boldsymbol{n} - E[\boldsymbol{n}])^T], \qquad (8)$$

где E[] – математические ожидание; ()^T – транспонирование матрицы.

Если **x** рассматривается, как неизвестный, но не случайный вектор, и предполагается, что **n** имеет нулевое математическое ожидание и нормальное распределение, тогда условная плотность вероятности (ПВ) **r**, по аналогии с (4), определяется как:

$$p(\boldsymbol{r}|\boldsymbol{x}) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^N |\boldsymbol{N}|}} \times$$

$$\times \exp\left[-\frac{1}{2}[\boldsymbol{r} - \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x})]^T \boldsymbol{N}^{-1}[\boldsymbol{r} - \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x})]\right],$$
(9)

где |**N**| – определитель матрицы **N**; **N**⁻¹ – операция получения обратной матрицы **N**. Вследствие симметричности и положительной определенности матрицы **N** ее обратная матрица существует.

Оценка методом максимального правдоподобия есть такое значение x, которое максимизирует выражение (9). Таким образом, оценка данным методом минимизирует целевую функцию Q(x):

$$Q(x) = [r - f(x)]^T N^{-1} [r - f(x)].$$
(10)

Минимизация Q(x) – обоснованный критерий оценки x, даже если ошибка измерений не имеет нормального распределения. В последнем случае говорят об оценке методом наименьших квадратов, а N^{-1} рассматривается как матрица весовых коэффициентов.

В общем случае, f(x) – нелинейная векторная функция. Для получения алгоритма оценки вектора x, f(x) может быть линеаризована путем разложения ее в ряд Тейлора двумя первыми слагаемыми в окрестности некоторой точки, заданной вектором x_0 :

$$f(x) \simeq f(x_0) + G(x - x_0),$$
 (11)

где **x** и **x**₀ – векторы-столбцы размерности $n \times 1$; **G** $\in \mathbb{R}^{N \times n}$ – матрица Якоби разложенной в ряд функции **f**(**x**), т. е. матрица частных производных размерности $N \times n$, вычисляемая при **x** = **x**₀:

$$\boldsymbol{G} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} \Big|_{x = x_0} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \Big|_{x = x_0} \\ \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial f_N}{\partial x_1} \Big|_{x = x_0} & \cdots & \frac{\partial f_N}{\partial x_n} \Big|_{x = x_0} \end{bmatrix}.$$
 (12)

Каждая строка данной матрицы – это градиентвектор одной из компонент функции f(x). Вектор x_0 может быть получен как начальная оценка x, определенная на предыдущей итерации, либо сформирован на основе априорно-известной информации.

Комбинация выражений (10) и (11) дает:

где

$$Q(x) = (r_1 - Gx)^T N^{-1} (r_1 - Gx),$$
 (13)

$$r_1 = r - f(x_0) + Gx_0. \tag{14}$$

Для определения необходимого условия оценки \hat{x} , минимизирующей Q(x), необходимо рассчитать градиент Q(x), заданный следующим выражением:

$$\nabla_{\boldsymbol{x}} \boldsymbol{Q}(\boldsymbol{x}) = \left[\frac{\partial \boldsymbol{Q}}{\partial \boldsymbol{x}_1} \frac{\partial \boldsymbol{Q}}{\partial \boldsymbol{x}_2} \dots \frac{\partial \boldsymbol{Q}}{\partial \boldsymbol{x}_n} \right]^T, \quad (15)$$

и найти значение x, удовлетворяющее условию $\nabla_x Q(x) = 0$.

Матрица **N**, по определению, является симметричной, поэтому справедливо выражение $N^T = N$. Из того, что $(N^{-1})^T = (N^{-T})^{-1}$, следует, что $(N^{-1})^T = N^{-1}$, откуда можно сделать вывод о том, что матрица N^{-1} также симметрична. Поэтому из $\nabla_x Q(x) = 0$ для оценки \hat{x} можно записать следующее выражение:

$$\nabla_{\boldsymbol{x}}\boldsymbol{Q}(\boldsymbol{x})|_{\boldsymbol{x}=\hat{\boldsymbol{x}}} = 2\boldsymbol{G}^{T}\boldsymbol{N}^{-1}\boldsymbol{G}\hat{\boldsymbol{x}} - 2\boldsymbol{G}^{T}\boldsymbol{N}^{-1}\boldsymbol{r}_{1} = 0. \quad (16)$$

Предполагая, что матрица $G^T N^{-1} G$ является невырожденной, (16) имеет решение в виде:

$$\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{G}^T \mathbf{N}^{-1} \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{N}^{-1} \mathbf{r}_1 = = \mathbf{x}_0 + (\mathbf{G}^T \mathbf{N}^{-1} \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{N}^{-1} [\mathbf{r} - \mathbf{f}(\mathbf{x}_0)].$$
(17)

Используя (17), выражение (13) можно представить в следующем виде:

$$Q(x) = [x - \hat{x}]G^{T}N^{-1}G[x - \hat{x}] - r_{1}^{T}N^{-1}G(G^{T}N^{-1}G)^{-1}r_{1} + r_{1}^{T}N^{-1}r_{1},$$
(18)

где только первый член зависит от **х**.

Так как матрица **N** симметрична и положительно определена, то ее собственные значения также положительны. Пусть e -это собственный вектор матрицы **N** с собственным значением λ . Тогда из $Ne = \lambda e$ следует, что $N^{-1}e = \lambda^{-1}e$, где e также является собственным вектором матрицы N^{-1} с собственным значением $1/\lambda$. Так как матрица **N** симметрична и ее собственные значения положительны, матрица N^{-1} также положительно определена. Следовательно, условие $x = \hat{x}$ минимизирует значение Q(x). Оценка (17) называется оценкой линейным методом наименьших квадратов.

Подставив (7) в (17), можно записать выражение для \hat{x} в форме:

$$\widehat{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{x} + (\boldsymbol{G}^T \boldsymbol{N}^{-1} \boldsymbol{G})^{-1} \boldsymbol{G}^T \boldsymbol{N}^{-1} \times \\ \times [\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}) - \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}_0) - \boldsymbol{G}(\boldsymbol{x} - \boldsymbol{x}_0) + \boldsymbol{n}],$$
(19)

откуда следует, что на ошибку оценки влияет ошибка линеаризации и шум.

Смещение (bias) оценки \hat{x} определяется как вектор $\boldsymbol{b} = E[\hat{x}] - \boldsymbol{x}$. Подставив в \boldsymbol{b} выражение (19), получим:

$$\boldsymbol{b} = (\boldsymbol{G}^T \boldsymbol{N}^{-1} \boldsymbol{G})^{-1} \boldsymbol{G}^T \boldsymbol{N}^{-1} \times \{\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}) - \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}_0) - \boldsymbol{G}(\boldsymbol{x} - \boldsymbol{x}_0) + \boldsymbol{E}[\boldsymbol{n}]\}.$$
(20)

Если f(x) линейна, как в (11), и E[n] = 0, тогда из (20) следует, что b = 0 и, таким образом, оценка методом наименьших квадратов является несмещенной. Если при измерениях наблюдаются систематические погрешности, то $E[n] \neq 0$. Для минимизации смещения, вследствие систематической погрешности измерений, следует минимизировать $E[n_i]$ посредством калибровки. Смещение вследствие нелинейности f(x) может быть установлено разложением f(x) в ряд Тейлора и учетом членов второго порядка.

Пусть *P* – ковариационная матрица оценки \hat{x} . Тогда, в соответствии с (19):

$$\boldsymbol{P} = E[(\hat{\boldsymbol{x}} - E[\hat{\boldsymbol{x}}])(\hat{\boldsymbol{x}} - E[\hat{\boldsymbol{x}}])^T] = (\boldsymbol{G}^T \boldsymbol{N}^{-1} \boldsymbol{G})^{-1}.$$
 (21)

Элементы на главной диагонали матрицы P представляют собой дисперсии о ошибок оцениваемых компонентов вектора x. Так как P входит в (17) для оценки \hat{x} , ее можно вычислить одновременно с \hat{x} . Если вектор ошибок измерений n имеет нормальное распределение и нулевое математическое ожидание, алгоритмы метода максимального правдоподобия и метода наименьших квадратов оценки \hat{x} по линеаризованной модели f(x) эквивалентны алгоритму несмещенной оценки с минимальной дисперсией [16].

3.2. Оценка нижней границей Крамера-Рао

Ковариационная матрица **Р**, заданная выражением (21), связана с НГКР следующим выражением:

$$P \ge I^{-1}, \tag{22}$$

где *I* – информационная матрица Фишера, заданная выражением (2).

Диагональные элементы матрицы *I*⁻¹ являются минимально возможными значениями дисперсий. В соответствии с заданной в (7) моделью измерений, если ошибки измерений подчиняются нормальному закону распределения, информационная матрица Фишера может быть вычислена как [18]:

$$I(\mathbf{x}) = \left[\frac{\partial f(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}\right]^T N^{-1} \left[\frac{\partial f(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}\right],$$
 (23)

где *N* – это ковариационная матрица ошибок измерений, заданная выражением (8).

Так как матрица **Р** является симметричной и положительно определенной (с неотрицательными (23) можно вычислить с помощью (21) как:

$$I = P^{-1} = (G^T N^{-1} G)^{-1}.$$
 (24)

Если *r* – вектор случайных величин (CB), распределенных по нормальному закону, тогда из (17) следует, что \widehat{x} – тоже вектор CB, распределенных по нормальному закону, и его функция ПВ при $\hat{x} = \xi$ для всех значений вектора ξ задается выражением:

$$\boldsymbol{f}_{\hat{\boldsymbol{x}}}(\boldsymbol{\xi}) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^n |\boldsymbol{P}|}} \exp\left[-\frac{1}{2}(\boldsymbol{\xi} - \boldsymbol{m})^T \boldsymbol{P}(\boldsymbol{\xi} - \boldsymbol{m})\right], \quad (25)$$

где $m = E[\hat{x}]$ – это математическое ожидание вектора \widehat{x} .

Из (21), (22) и (25), геометрическое место точек ПВ, определяющее значения НГКР, описывается следующим выражением:

$$(\boldsymbol{\xi} - \boldsymbol{m})^T \boldsymbol{P}^{-1}(\boldsymbol{\xi} - \boldsymbol{m}) = \boldsymbol{\kappa}, \qquad (26)$$

где левая часть выражения – это расстояние Махаланобиса от вектора ξ до множества со средним значением *m*; *к* – константа, определяющая размер *п*-мерной области, ограниченной некоторой поверхностью.

В общем случае, выражение, имеющее форму (26) для *п*-мерного вектора случайных значений *x*, распределенных по нормальному закону и с ковариационной матрицей Р, может быть представлено как сумма п квадратов независимых случайных величин, распределенных по нормальному закону, имеющих нулевое математическое ожидание и дисперсией, равной единице. Распределение такого рода называется распределением хи-квадрат с n степенями свободы [19].

Для двумерного случая поверхностью размера к является эллипс, а для трехмерного – эллипсоид. В общем случае, для п измерений поверхность может рассматриваться как *п*-мерный гиперэллипсоид. Если **Р** не является диагональной матрицей, то направления главных осей гиперэллипсоида не совпадают с осями координат.

Вероятность нахождения \widehat{x} внутри гиперэллипсоида, заданного (26), равна:

$$P_e(\kappa) = \iint_R \dots \int f_{\hat{x}}(\xi) d\xi_1 d\xi_2 \dots d\xi_n, \qquad (27)$$

где область интегрирования задается как:

$$R = \{\xi : (\xi - \boldsymbol{m})^T \boldsymbol{P}^{-1} (\xi - \boldsymbol{m}) \le \kappa\}.$$
 (28)

Для упрощения (28) до одного интеграла, необходимо произвести преобразования осей координат. Во-первых, систему координат нужно преобразовать таким образом, чтобы ее центр совпал с *m*, путем замены переменных $\gamma = \xi - m$:

$$P_e(\kappa) = a \iint_{R_1} \dots \int \exp\left(-\frac{1}{2}\gamma^T \boldsymbol{P}^{-1}\gamma\right) d\gamma_1 d\gamma_2 \dots d\gamma_n, \quad (29)$$

$$R_1 = \{ \gamma : \gamma^T \boldsymbol{P}^{-1} \gamma \le \kappa \}, \tag{30}$$

$$a = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^n |\boldsymbol{P}|}}.$$
(31)

Для упрощения (29) оси координат следует повернуть таким образом, чтобы их направления совпали с главными осями гиперэллипсоида. Вследствие симметрии и положительной определенности матрицы **Р**, такой же является и обратная ей матрица **Р**⁻¹. Следовательно, существует ортогональная матрица А, столбцами которой являются собственные векторы, и которая диагонализирует матрицу P^{-1} . Таким образом, $A^T = A$ и:

$$\boldsymbol{A}^{T}\boldsymbol{P}^{-1}\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} \lambda_{1}^{-1} & & 0 \\ & \lambda_{2}^{-1} & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & \lambda_{n}^{-1} \end{bmatrix} = [\lambda^{-1}], \quad (32)$$

где λ_1 , λ_1 , ..., λ_n – собственные значения матрицы P.

В результате поворота осей вводится новая переменная:

$$\zeta = A^T \gamma. \tag{33}$$

Так как $A^{T}A = I$ (где I – единичная матрица), а определитель произведения матриц равен произведению определителей этих матриц, определитель *А***^{***T***}**, являющийся якобианом преобразования, равен единице.

Подставив (32) и (33) в (29) и (30), выражение для матрицы **Р** будет иметь следующий вид:

$$P_{e}(\kappa) = a \iint_{R_{2}} \dots \int \exp\left(-\frac{1}{2}\zeta^{T}[\lambda^{-1}]\zeta\right) d\zeta_{1}d\zeta_{2} \dots d\zeta_{n} =$$

$$= a \iint_{R_{2}} \dots \int \exp\left(-\frac{1}{2}\sum_{i=1}^{n}\frac{\zeta_{i}^{2}}{\lambda_{i}}\right) d\zeta_{2} \dots d\zeta_{n},$$
(34)

где

$$R_2 = \left\{ \xi : \sum_{i=1}^n \frac{\zeta_i^2}{\lambda_i} \le \kappa \right\};$$
(35)

а определено в (31); *ζ*_{*i*} – компоненты вектора ζ.

Область R₂ – это внутреннее пространство гиперэллипсоида, длина главных осей которого равна $2\sqrt{\kappa\lambda_i}$, *i* = 1, 2, ..., *n*. Путем преобразований, приведенных в [16], для n = 1, 2 и 3, интеграл в (34) может быть представлен как:

$$P_e(\kappa) = \operatorname{erf}(\sqrt{\kappa}/2), \quad n = 1;$$
(36)

$$P_e(\kappa) = 1 - \exp(-\kappa/2), \quad n = 2;$$
 (37)

$$P_e(\kappa) = \operatorname{erf}(\sqrt{\kappa}/2) - \sqrt{2\kappa}/\pi \exp(-\kappa/2), \ n = 3. \ (38)$$

Функция ошибки здесь определяется как:

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-t^2) dt.$$
(39)

При заданном значении P_e , например $P_e = 1/2$, решение (34), (36), (37) и (38) позволяет найти к, которое задает размеры гиперэллипсоида в (26). Соответствующий вероятности P_e эллипсоид рассеяния определяется как гиперэллипсоид, для которого P_e – это вероятность нахождения \hat{x} внутри него. Таким образом эллипсоид рассеяния есть мера предела точности несмещенной оценки.

Рассмотрим случай оценки двумерного вектора, являющегося координатами местоположения ИРИ на плоскости, ковариационная матрица которого может быть представлена выражением:

$$\boldsymbol{P} = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & \sigma_{12}^2 \\ \sigma_{12}^2 & \sigma_2^2 \end{bmatrix}.$$
(40)

При этом собственные значения (используя только положительное значение корня; по определению, $\lambda_1 \ge \lambda_2$) вычисляются как [16]:

$$\lambda_1 = \frac{1}{2} \left[\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sqrt{(\sigma_1^2 - \sigma_2^2)^2 + 4\sigma_{12}^2} \right], \qquad (41)$$

$$\lambda_2 = \frac{1}{2} \left[\sigma_1^2 + \sigma_2^2 - \sqrt{(\sigma_1^2 - \sigma_2^2)^2 + 4\sigma_{12}^2} \right].$$
(42)

Предположим, что новая система координат получена путем поворота осей старой системы координат против часовой стрелки на некоторый угол θ (рисунок 3).



Рис. 3. Эллипс рассеяния и оси координат

Вектор старой системы координат, обозначенный на рисунке 2 как $\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}$, в новой системе координат обозначается как $\begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} = \mathbf{A}^T \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}$, где \mathbf{A} – ортогональная матрица поворота:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}.$$
(43)

Если $\sigma_1^2 = \sigma_2^2$ и $\sigma_{12} = 0$, то $\theta = 0$. Поскольку определитель матрицы равен произведению ее собственных значений, то $\lambda_1 \lambda_2 = \sigma_1^2 \sigma_2^2 - \sigma_{12}^2$. Тогда диагональная матрица (32) может быть записана в следующей форме [16]:

$$[\lambda^{-1}] = \begin{bmatrix} \lambda_1^{-1} & 0\\ 0 & \lambda_2^{-1} \end{bmatrix}, \quad \sigma_1^2 \ge \sigma_2^2, \tag{44}$$

$$[\lambda^{-1}] = \begin{bmatrix} \lambda_2^{-1} & 0\\ 0 & \lambda_1^{-1} \end{bmatrix}, \quad \sigma_1^2 < \sigma_2^2.$$
(45)

Эллипс рассеяния, заданный как $\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}^T P^{-1} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \kappa$ в старых координатах и описываемый выражением $(x'/\lambda_1)^2 + (y'/\lambda_2)^2 = \kappa$ или $(x'/\lambda_2)^2 + (y'/\lambda_1)^2 = \kappa$ в новых координатах, указывает на то, что новые оси координат совпадают с главными осями эллипса. На рисунке 3 изображен сам эллипс рассеяния и соответствующий угол θ вращения его оси. Так как $\lambda_1 \ge \lambda_2$, большая и малая оси эллипса имеют длины $2\sqrt{\kappa\lambda_1}$ и $2\sqrt{\kappa\lambda_2}$, соответственно. Если эллипс окружает область, включающую вектор случайных значений, распределенных по нормальному закону с вероятностью P_e , тогда из выражения (37) для случая на плоскости при n = 2 следует [16]:

$$\kappa = -2\ln(1 - P_e). \tag{46}$$

Значения к для n = 2 соответствуют определенным областям заданной вероятности (50 % – 1,386; 60 % – 1,832; 70 % – 2,408; 80 % – 3,219; 90 % – 4,605) [19].

Получив выражения для $P_e(\kappa)$ в (34–38) и однозначно определив область эллипса оценки НГКР в (46), далее рассмотрим метрику КВО при позиционировании ИРИ на плоскости.

3.3. Оценка кругового вероятного отклонения

Предположим, что двумерный вектор случайных значений, распределенных по нормальному закону, описывает оценку местоположения ИРИ. В таком случае, грубой, но относительно простой метрикой точности позиционирования является КВО.

КВО определяется как радиус окружности, центр которой совпадает со средним значением вычисленной оценки, и содержит половину реализаций случайного вектора оценки \hat{x} . КВО – мера неопределенности оценки местоположения \hat{x} относительно значения его математического ожидания $E[\hat{x}]$.

Если оценка является несмещенной, то КВО является мерой неопределенности оценки относительно истинного местоположения ИРИ. Если же величина смещения ограничена значением b, тогда с вероятностью 0,5 отдельно взятая оценка местоположения находится в пределах b+CEP (где CEP – KBO, *om англ.* Circular Error Probability) от истинного местоположения ИРИ (рисунок 4).



Рис. 4. Геометрическая интерпретация метрики КВО

Из определения КВО следует, что его значение можно найти, решив следующее уравнение:

$$\frac{1}{2} = \iint\limits_R f_{\hat{\mathbf{x}}}(\xi) d\xi_1 d\xi_2, \tag{47}$$

где

$$R = \{\xi : |\xi - m| \le CEP\}.$$
 (48)

Аналогично (34), после поворота осей координат получаем выражение:

$$\frac{1}{2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\lambda_1\lambda_2}} \iint_{R_1} \exp\left(-\frac{1}{2}\sum_{i=1}^2 \frac{\zeta_i^2}{\lambda_i}\right) d\zeta_1 d\zeta_2, \qquad (49)$$

где

$$R_1 = \{ (\zeta_1, \zeta_2) : (\zeta_1^2 + \zeta_2^2)^{1/2} \le CEP \},$$
(50)

а значения λ_i заданы выражениями (44) и (45).

Получив выражение (49) для КВО, далее рассмотрим метрики НГКР и КВО, использованные в имитационном моделировании [17].

3.4. Вычисление метрики НГКР в имитационной модели

НГКР является теоретическим нижним пределом точности позиционирования и зависит от: а) геометрического расположения ПУ относительно ИРИ и друг относительно друга; б) дисперсии первичных измерений σ ; в) количества измерений N. Для вычисления НГКР необходимо знать вектор координат ПУ, вектор координат ИРИ x и функцию f(x), определяемую используемым методом позиционирования (УМ и/или РДМ). НГКР может быть определена для различной размерности: при n = 1 получается отрезок ошибок, при n = 2 – эллипс ошибок, при n = 3 – эллипсоид ошибок.

Для имитационного моделирования рассмотрим оценку НГКР на плоскости. Величина и направление эллипса ошибки НГКР могут быть найдены из ковариационной матрицы *Р* путем решения следующей задачи нахождения собственных значений:

Тогда выражение для КВО имеет вид:

$$PX = \lambda X, \tag{51}$$

где λ – собственное значение, а *X* – собственный вектор. При этом ковариационная матрица *P* задана выражением (21). Ориентация полуосей эллипса ошибки задается собственными векторами, а величина - собственными значениям. Эти значения описываются матрицей *D*:

$$\boldsymbol{D} = \boldsymbol{X}\sqrt{\boldsymbol{P}},\tag{52}$$

где **X** – матрица собственных векторов, *i*-ый столбец которой относится к *i*-му собственному вектору **X**_i; матрица **P** – диагональная матрица, заданная выражением (21), 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 эллипсе ошибок, можно найти следующим образом:

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{x}(\beta) \\ \boldsymbol{y}(\beta) \end{bmatrix} = \boldsymbol{D} \begin{bmatrix} \cos \beta \\ \sin \beta \end{bmatrix},$$
 (53)

где β – угол по направлению к точке на единичной окружности.

Пример эллипса ошибки НГКР и механизм его построения показан на рисунке 3. Ориентация эллипса задана векторами $[x_1, y_1]$ и $[x_2, y_2]$, а форма определяется величиной значений $\sqrt{\kappa\lambda_1}$ и $\sqrt{\kappa\lambda_2}$ (большая и малая полуоси эллипса).

3.5. Вычисление метрики КВО в имитационной модели

КВО вычисляется из соответствующих значений НГКР и может быть представлено в виде окружности ошибки (для плоскости). Для реализации вычислений метрики КВО, получим выражение из (49) путем перехода к полярным координатам и используя $\zeta_1 = r\cos\theta$ и $\zeta_2 = r\sin\theta$ [12].

 $P_e(R,\lambda_1,\lambda_2) = \frac{1}{2\pi\sqrt{\lambda_1\lambda_2}} \int_0^{2\pi} \int_0^{\text{CEP}} r\exp\left[-\frac{r^2}{2}\left(\frac{\cos^2\theta}{\lambda_1} + \frac{\sin^2\theta}{\lambda_2}\right)\right] dr d\theta.$ (54)

Интегрируя (54) по г, получаем:

$$P_{e}(R,\lambda_{1},\lambda_{2}) = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} d\theta \left[\exp\left(-\frac{r^{2}}{2}\right) \right]_{r=0}^{r=\frac{R}{\sqrt{\lambda_{1}\cos^{2}\theta + \lambda_{2}\sin^{2}\theta}}} = 1 - \frac{2}{\pi} \int_{0}^{\frac{R}{2}} f(\theta) d\theta,$$
(55)

где
$$f(\theta) = \exp\left(-\frac{R^2}{2(\lambda_1 \cos^2\theta + \lambda_2 \sin^2\theta)}\right).$$
 (56)

Так как *f*(θ) – периодическая аналитическая функция, значение (55) может быть найдено с довольно высокой точностью с использованием метода трапеций. Тогда значение КВО может быть найдено следующим образом:

$$P_e(R,\lambda_1,\lambda_2) = 1 - \frac{1}{N} \left[\frac{1}{2} f(\theta_0) + \frac{1}{2} f(\theta_N) + \sum_{k=1}^{N-1} f(\theta_k) \right],$$
(57)

где
$$\theta_k = \frac{k}{N} \frac{\pi}{2}$$
; $k = 0, 1, 2, ..., N$; N – количество делителей в интервале [0, $\pi/2$].

Выражение (57) путем итеративных вычислений позволяет найти значение КВО с заданной точностью [17].

4. Имитационная модель оценки точности позиционирования

4.1. Постановка задачи имитационного моделирования

Рассмотрим реализуемые в имитационной модели методы позиционирования. Принцип действия РДМ представлен на рисунке 5а и заключается в измерении дальности распространения сигнала, которая выражается через разность времени прихода сигнала на ПУ и определяется выражением:

$$\Delta T_{ij} = \frac{\Delta d_{ij}}{c} = \frac{d_i - d_j}{c},\tag{59}$$

$$d_{i} - d_{j} = \sqrt{(x - x_{i})^{2} - (y - y_{i})^{2} - (z - z_{i})^{2}} - \sqrt{(x - x_{j})^{2} - (y - y_{j})^{2} - (z - z_{j})^{2}},$$

где *i* и *j* соответствуют двум различным ПУ; *d* – расстояние от ИРИ до ПУ; *c* – скорость света; *T* – задержка распространения сигнала от ИРИ до ПУ; (*x*, *y*, *z*) – координаты ИРИ. При использовании данного метода предполагаемое местоположение ИРИ представляет собой точку пересечения гипербол, фокусы которых находятся в местах расположения ПУ [17]. Принцип действия УМ представлен на рисунке 56. В отличие от РДМ, где измеряют разность расстояния между несколькими ПУ, в УМ для определения местоположения ИРИ используют направление распространения сигнала.



Выражение для УМ (на плоскости) для угла прихода определяется следующим образом:

$$\theta = \arctan\left(\frac{x - x_i}{y - y_i}\right), \quad y = y_i + \tan\theta(x - x_i), \quad (60)$$

где θ – угол между вертикальной осью *у* на плоскости и позицией ИРИ.

Принимая во внимание геометрические аспекты расположения ПУ на плоскости, для РДМ, в отличие от УМ, характерна симметрия относительно линии расположения (или движения) ПУ и, следовательно, зеркальное отображение местоположения ИРИ (рисунки 6а, 6б). Это явление может быть устранено путем изменения траектории движения ПУ, использования не менее трех ПУ в стационарном режиме, а также – УМ или его комбинации с РДМ (рисунок 6в). Кроме того, и для РДМ, и для УМ характерны области невозможности позиционирования (см. рисунки 6а– 6в), что может быть устранено путем выбора траектории, где ПУ не двигаются вдоль какой-либо из осей, например, по диагонали (рисунок 6г) [17].



Рис. 6. Области позиционирования ИРИ для РДМ при движении ПУ друг за другом (а), при равноудаленном параллельном движении ПУ по прямой (б), для УМ или комбинации РДМ-УМ при движении ПУ друг за другом (в) и для РДМ при равноудаленном параллельном движении ПУ по диагонали (г)

4.2. Условия имитационного моделирования

В имитационном моделировании выполняется расчет значений НГКР и КВО в среде MATLAB с возможностью задания предполагаемой траектории движения ПУ и метода позиционирования (РДМ или УМ) или их комбинации. Следует подчеркнуть, что выполняется не оценка местоположения ИРИ (оно известно), а *оценка пределов точности ОМП ИРИ на плоскости по метрикам НГКР и КВО*. Допустим, что исследуемая модель является моделью с выборочной средней оценкой [18], т. е. задана выражением (5), а первичные измерения РДМ и УМ являются средними значениями, полученными за период измерения, и имеют одинаковые дисперсии для всех измерений. Предположим, что величина дисперсии для РДМ равна (50 нс)², а для УМ – (2°)². Установим максимальное время наблюдения равным 5 мин, а максимальную скорость – 30 м/с.

Максимальное расстояние, на которое может переместиться ПУ за время наблюдения, равно 9 км. Максимальное расстояние за один период измерения составляет 60 м, а максимальное количество периодов измерений – 150. Значения исходных данных, использованных в имитационном моделировании, приведены в таблице 2. По предлагаемому в модели сценарию ПУ могут быть расположены на различных расстояниях друг от друга, могут быть неподвижны и/или двигаться по определенной траектории по отношению к ИРИ. В модели для анализа РДМ необходимо наличие как минимум двух ПУ, а для УМ достаточно одного. Таким образом, для УМ моделирование выполнено для одного и двух ПУ. В случае УМ с одним ПУ и РДМ, для определения местоположения ИРИ, ПУ необходимо пройти некоторое расстояние. Для УМ с более чем одним ПУ и комбинации РДМ-УМ, движение ПУ необязательно, и они могут быть неподвижны весь период измерения. Также предполагается, что ИРИ неподвижен на протяжении всего периода измерений.

Параметр	Значение
Период измерения, с	2
Максимальное время наблюдения, мин	5
Максимальное количество периодов измерений	150
Максимальная скорость ПУ, м/с	30
Максимальное расстояние за один период измерения, м	60
Максимальное расстояние за время наблюдения, км	9
Дисперсия (РДМ), (нс) ²	50
Дисперсия (УМ), (°) ²	2

ТАБЛИЦА 2. Исходные данные для моделирования

Каждое вычисление происходит для одной позиции ИРИ, *m* позиций ПУ и *N* измерений с соответствующими дисперсиями. Позиция ПУ может быть одной и той же для всех *m* (стационарный случай), либо меняться для разных *m* (случай движения ПУ). Количество периодов измерений равно количеству позиций ПУ *m*, в то время как количество измерений равно или больше, чем количество позиций ПУ, т. е. $N \ge m$, в зависимости от использованных методов позиционирования (или их комбинации). Таким образом, комбинация РДМ и УМ (2 ПУ) дает три измерения на каждую позицию ПУ, т. е. N = 3m.

Исходные данные имитационного моделирования включают: координаты ИРИ (*x*_e, *y*_e); ПУ1 (*x*₁, *y*₁); ПУ2 (*x*₂, *y*₂); дисперсии σ² для каждого из измеряемых параметров (разница времени прихода сигналов для РДМ и угол прихода сигнала для УМ). Результаты имитационного моделирования включают: радиус КВО для определенного местоположения ИРИ; длина большой и малой полуосей эллипса ошибки НГКР для определенной позиции ИРИ. Результаты имитационного моделирования представлены в виде кривых контуров КВО, где каждая точка контура представляет собой значение радиуса КВО (для вероятности 50%) в метрах на различных интервалах: [1 м, 2 м, ..., 10 м], [10 м, 20 м, ..., 100 м] и так далее (рисунок 8). Начальные и конечные координаты ПУ обозначены квадратами зеленого и красного цвета соответственно, при этом показаны только начальные и конечные положения. Линиями разного цвета обозначены траектории движения ПУ.

Для вычисления оценки с использованием метрики КВО, в модели используется матрица позиций ИРИ, каждый элемент которой – это вектор координат предполагаемого местоположения ИРИ (сетка с шагом 1 км между соседними точками). Таким образом, значения радиуса КВО рассчитаны в различных местоположениях ИРИ внутри области 200 х 200 км вокруг ПУ. В зависимости от полученных значений радиуса КВО, были построены контуры КВО, показывающие точность позиционирования, которая может быть получена в различных точках вокруг ПУ.

Для вычисления оценки с использованием метрики НГКР используется вектор значений угла до точки окружности определенного радиуса предполагаемого местоположения ИРИ, из которого вычисляются координаты ИРИ (рисунок 7).



Рис. 7. Пример расчета эллипсов НГКР (величина эллипсов искусственно увеличена в 10 раз)

Были проанализированы пределы точности позиционирования по метрикам НГКР и КВО для РДМ, УМ и их комбинации (рисунок 8) для следующих траекторий движения ПУ: прямая, ломаная (пилообразная), зигзагообразная, круговая, друг за другом. При движении ПУ расстояние между соседними ПУ составляет 10 км. Результаты моделирования сведены в таблицу 3.

В дальнейшем, для анализа движения ПУ, обозначим линии движения ПУ на рисунках ба и бб как вертикальную линию движения ПУ и горизонтальную линию движения ПУ, соответственно.



Рис. 8. КВО и НГКР при равноудаленном движении ПУ по прямой (а), ломаной (б), зигзагообразной (в), круговой (г), друг за другом по прямой (д) траектории для РДМ, УМ и комбинации РДМ-УМ

T	Зеркальность	Линия	Количе-	Точность позиционирования, м			
Траектория		позиционирования	ПУ	10 км	50 км	100 км	
По кругу	Нет/Нет/Нет	0/0/0	2/2/2	10/100/30	3000/2000/1000	30000/7000/7000	
Равноудаленно	Нет/Нет/Нет	2/0/0	2/2/2	20/100/20	300/2000/300	1000/6000/1000	
Друг за другом	Да/Нет/Нет	1/1/1	2/2/2	20/100/20	300/2000/300	1000/6000/1000	
Зигзаг	Нет/Нет/Нет	1/0/0	2/2/2	20/100/10	400/2000/600	2000/7000/2000	
Пилообразно	Нет/Нет/Нет	1/0/0	2/2/2	20/100/20	300/2000/300	1000/6000/1000	
Стационарно	–/Нет/Нет	-/1/1	-/2/2	-/50/50	-/1000/1000	-/3000/3000	
По прямой	–/Нет/Нет	-/1/1	-/1/1	-/300/300	-/2000/2000	-/20000/20000	

ТАБЛИЦА 3. Сравнение пределов точности различных методов позиционирования (РДМ/УМ/РДМ-УМ)

Анализ контуров КВО для РДМ (см. рисунки 8а и 8д) показывает, что контуры КВО симметричны относительно вертикальной и горизонтальной линий движения ПУ. При этом точность ОМП на вертикальной линии ПУ низкая, а относительно горизонтальной линии ОМП невозможно изза стремления ошибки к бесконечности (что подтверждает предположения на рисунке 6). Использование более сложной траектории движения ПУ (см. рисунки 8б и 8в), УМ или комбинации РДМ-УМ позволяет избавиться от низкой точности или невозможности ОМП относительно вертикальной и горизонтальной линий движения ПУ.

Точность позиционирования означает максимальное значение радиуса КВО в точках пересечения контуров КВО и окружности, радиус которой равен одной из трех величин (см. таблицу 3): 10, 50 или 100 км. Полученные значения точности позиционирования показывают, что наименее предпочтительной траекторией движения для двух ПУ является круговая, а также движение одного ПУ по прямой с использованием УМ (при увеличении расстояния точность позиционирования сильно снижается по сравнению с другими траекториями). Наилучшие результаты с точки зрения точности показали более сложные траектории, такие как пилообразная и зигзаг.

Исходя из полученных результатов (см. рисунок 8) видно, что метрика эллипсов НГКР в большинстве случаев применима только на небольшом расстоянии от ПУ, а в некоторых случаях, при наличии области неоднозначности/невозможности позиционирования, неприменима вовсе (см. рисунок 8д). При увеличении расстояния ИРИ от ПУ данная метрика теряет свою информативность, т. к. коэффициент сжатия эллипса, равный отношению полуосей эллипса, в некоторых случаях стремится к нулю. Особенно это касается областей неоднозначного или невозможного позиционирования, в то время как значение контуров КВО с увеличением расстояния ИРИ от ПУ позволяет получить значение оценки точности независимо от расстояния.

Несмотря на то, что в большинстве случаев ощутимого выигрыша в точности от использования комбинации РДМ-УМ нет, применительно к более сложным траекториям движения (зигзаг и пилообразная траектория), подобное сочетание позволяет избавиться от областей неоднозначности или невозможности позиционирования (не увеличивая при этом количество ПУ), что может быть использовано при синтезе топологии движения БПЛА.

5. Выводы

Полученные результаты (см. рисунок 8) показывают, что выбор комбинации методов влияет, вопервых, на наличие области, где определение местоположения невозможно и, во-вторых, на достижимую точность позиционирования. Результаты моделирования (см. таблицу 3), позволяют сделать вывод о том, что использование комбинации РДМ и УМ вместе с выбором траектории движения позволяет не только улучшить точность позиционирования, но и избавиться от областей неоднозначного/невозможного определения местоположения. Анализ метрик показал, что на больших расстояниях целесообразнее использовать именно КВО, т. к. оно дает более полную картину о пределах точности, а оценка эллипсов НГКР представляет интерес только в определенных точках и утрачивает информативность на больших расстояниях.

БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование выполнено при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации по Гранту Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых № МК-3468.2018.9.

Список используемых источников

1. Сиверс М.А., Фокин Г.А., Духовницкий О.Г. Оценка возможностей метода разностно-дальномерного метода позиционирования абонентских станций в системах мобильной связи LTE средствами имитационного моделирования // Информационные технологии моделирования и управления. 2016. Т. 98. № 2. С. 149–160.

2. Фокин Г.А. Оценка точности позиционирования абонентских станций в сетях LTE разностно-дальномерным методом // IV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция (Санкт-Петербург, Россия, 3–4 марта 2015). Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании: сборник научных статей в 2 томах. СПб: СПбГУТ, 2015. Т. 1. С. 170–173.

3. Фокин Г.А., Аль-Одхари А.Х. Позиционирование подвижных источников радиоизлучений разностно-дальномерным методом // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Т. 11. № 4. С. 41–46.

4. Киреев А.В., Фокин Г.А. Позиционирование объектов в сетях LTE посредством измерения времени прохождения сигналов // Труды учебных заведений связи. 2016. Т. 2. № 1. С. 68–72.

5. Фокин Г.А. Управление самоорганизующимися пакетными радиосетями на основе радиостанций с направленными антеннами. Дис. ... канд. техн. наук. СПб: СПбГУТ, 2009.

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. Киреев А.В., Фокин Г.А. Пеленгация источников радиоизлучения LTE мобильным пунктом радиоконтроля с круговой антенной решеткой // Труды Научно-исследовательского института радио. 2015. № 2. С. 68–71.

8. Киреев А.В., Фокин Г.А. Позиционирование источников радиоизлучения в сетях LTE с использованием круговой антенной решетки // IV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция (Санкт-Петербург, Россия, 3–4 марта 2015). Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании: сборник научных статей в 2 томах. СПб: СПбГУТ, 2015. Т. 1. С. 122–126.

9. Киреев А.В., Фокин Г.А. Позиционирование базовой станции в сетях LTE средствами пространственной обработки сигналов // III Международная научно-техническая и научно-методическая конференция (Санкт-Петербург, Россия, 25–26 февраля 2014). Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании: сборник научных статей. СПб: СПбГУТ. 2014. С. 124–128.

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

11. Аль-Одхари А.Х., Фокин Г.А., Федоренко И.В., Рябенко Д.С., Лавров С.В. Исследование влияния геометрического распределения пунктов приема и источника радиоизлучения на точность позиционирования // Вестник Полоцкого государственного университета. Серия С: Фундаментальные науки. 2017. № 4. С. 2–7.

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

13. 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:10.31854/1813-324х-2018-2-5-17

14. Фокин Г.А., Аль-Одхари А.Х. Обработка РДМ измерений для позиционирования с использованием беспилотных летательных аппаратов // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Т. 12. № 7. С. 52–58. DOI: 10.24411/2072-8735-2018-10121

15. Киреев А.В., Федоренко И.В., Фокин Г.А. Оценка точности позиционирования объекта с помощью границы Крамера-Рао // Труды учебных заведений связи. 2017. Том 3. № 2. С. 77–83.

16. 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

17. Høye 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 // Forsvarets forskningsinstitutt, 2010. 178 c.

18. Zekavat R., Buehrer Handbook of position location: Theory, practice and advances. Hoboken: John Wiley & Sons, 2019.

19. Bar-Shalom Y., Li. X.R., Kirubarajan T. Estimation with Applications to Tracking and Navigation. New York: John Wiley & Sons, 2001.

* * *

POSITIONING ACCURACY EVALUATION OF RADIO EMISSION SOURCES USING TIME DIFFERENCE OF ARRIVAL AND ANGLE OF ARRIVAL METHODS. PART 1

V. Lazarev¹, G. Fokin¹

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

Article info Article in Russian

For citation: Lazarev V., Fokin G. Positioning Accuracy Evaluation of Radio Emission Sources Using Time Difference of Arrival and Angle of Arrival Methods. Part 1. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(2):88–100. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-2-88-100

Abstract: In this article positioning accuracy limits evaluation of radio emission sources using Time Difference of Arrival and Angle of Arrival methods are investigated. Different accuracy limits estimation metrics, such as Cramer-Rao lower band and Circular Error Probability, are presented. Accuracy limits estimation values, that depend on radiation sources position and its amount, are analyzed and analysis results as graphs in MATLAB are shown.

Keywords: Cramer-Rao Lower Band, Circular Error Probability, Time Difference of Arrival, Angle of Arrival.

References

1. Sivers M.A., Fokin G.A., Dukhovnitskii O.G. Otsenka vozmozhnostei metoda raznostno-dalnomernogo metoda po-zitsionirovaniia abonentskikh stantsii v sistemakh mobilnoi sviazi LTE sredstvami imitatsionnogo modelirovaniia [Opportunity Assessment method rangedifference positioning method of subscriber stations in the LTE mobile communication systems by means of simulation]. *Informatsionnye tekhnologii modelirovaniia i upravleniia*. 2016; 98(2):149–160. (in Russ.)

2. Fokin G.A. LTE Mobile Station Positioning Accuracy Evaluation using Time Difference of Arrival. *Proceedings of the IVth International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 3–4 March 2015, St. Petersburg, Russia.* St. Petersburg: The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ., 2015. Vol. 1. p. 170–173.

3. Fokin G.A., Al-odhari A.H. Positioning of the moving radiation source using time difference of arrival method. *T-Comm.* 2017;11(4):41–46. (in Russ.)

4. Kireev A., Fokin G. Positioning of Objects in LTE Networks by Measuring Signal Time of Arrival. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2016;2(1):68–72. (in Russ.)

5. Fokin G.A. Upravlenie samoorganizuiushchimisia paketnymi radiosetiami na osnove radiostantsii s napravlennymi antennami [Control of self-organizing packet radio networks based on radio stations with directional antennas]. Ph.D. Thesis. St. Petersburg: The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2009. (in Russ.)

6. Babkov V.Iu., Fokin G.A. Otsenka veroiatnosti uspeshnogo radiopriema v samoorganizuiushchikhsia paketnykh radio-setiakh na osnove radiostantsii s napravlennymi antennami [Estimation of the Probability of Successful Radio Reception in Self-Organizing Packet Radio Networks Based on Radio Stations with Directional Antennas]. *St. Petersburg Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunication and Control Systems.* 2009;4(82):77–84. (in Russ.)

7. Kireev A., Fokin G. Radio Direction-Finding of LTE Emissions Using Mobile Spectrum Monitoring Station with Circular Antenna Array. *Trudy NIIR*. 2015;2:68–71. (in Russ.)

8. Kireev A., Fokin G.A. Positioning of Radio-Frequency Source in LTE Networks by Uniform Circular Array. *Proceedings of the IVth International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 3–4 March 2015, St. Petersburg, Russia.* St. Petersburg: The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ., 2015. Vol. 1. p. 122–126. (in Russ.)

9. Kireev A., Fokin G.A. Positioning of Base Station in LTE Networks by Spatial Signal Processing. *Proceedings of the IIId International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 25–26 February 2014, St. Petersburg, Russia.* St. Petersburg: The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ., 2014. p. 124–128. (in Russ.)

10. Dvornikov S.V, Fokin G.A, Alodhari A.H., Fedorenko I.V. Positioning of mobile TV systems on reference signals in LTE networks. *Voprosy radioelektroniki*. 2017;4:94–103. (in Russ.)

11. Al-Odhari A.H., Fokin G., Fedorenko I., Ryabenko D., Lavrov S. Research of Influence of Geometrical Distribution of Points of Reception And Radio Emission Source on Accuracy of Positioning. *Vestnik of Polotsk State University*. 2017;4:2–7. (in Russ.)

12. Dvornikov S.V., Fokin G. A, Alodhari A.H., Fedorenko I.V. Investigation of the dependence of the value of the geometric factor of reduction of accuracy from the topology of reception points. *Voprosy radioelektroniki*. 2018;2:99–104. (in Russ.)

13. Al-Odhari A., Fokin G. Positioning of Radio Emission Sources in Hilly Terrain Using Unmanned Aerial Vehicles. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2018;4(2):5–17. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.31854/1813-324X-2018-2-5-17 14. Fokin G.A., Al-Odhari H.A. TDOA measurement processing for positioning using unmanned aerial vehicles. *T-Comm*.

14. Fokin G.A., Al-Odnari H.A. IDOA measurement processing for positioning using unmanned aerial vehicles. *1-comm*. 2018;12(7):52–58. Available from: https://doi.org/10.24411/2072-8735-2018-10121

15. Kireev A., Fedorenko R., Fokin G. Accuracy Evaluation of Positioning by Cramer-Rao Bound. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2017;3(2):77–83. (in Russ.)

16. Torrieri D.J. Statistical Theory of Passive Location Systems. In: Cox I.J., Wilfong G.T. (eds) *Autonomous Robot Vehicles*. New York: Springer, 1990. Available from: https://doi.org/10.1007/978-1-4613-8997-2_13

17. Høye 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. Forsvarets forskningsinstitutt, 2010. 178 p.

18. Zekavat R., Buehrer R.M. *Handbook of Position Location: Theory, Practice and Advances*. Hoboken: John Wiley & Sons; 2019. 19. Bar-Shalom Y., Li. X.R., Kirubarajan T. *Estimation with Applications to Tracking and Navigation*. New York: John Wiley & Sons;

2001.



ОБНАРУЖЕНИЕ АУДИОСТЕГОСИГНАЛА С ВЛОЖЕНИЕМ ИНФОРМАЦИИ ПРИ ПОМОЩИ МОДУЛИРУЕМОЙ РЕВЕРБЕРАЦИИ

В.Г. Алексеев¹, В.И. Коржик^{2*}

¹000 «Орион»,

Санкт-Петербург, 199406, Российская Федерация

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

Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

*Адрес для переписки: val-korzhik@yandex.ru

Информация о статье УДК 003.26 Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Алексеев В.Г., Коржик В.И. Обнаружение аудиостегосигнала с вложением информации при помощи модулируемой реверберации // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 2. С. 102–107. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-2-102-107

Аннотация: Рассматривается аудиосигнал с вложением информации при помощи модуляции времени задержки реверберации. Хотя стегосистема такого вида обычно может использоваться для вложения цифровых водяных знаков, обеспечивающих защиту прав собственников аудиопродукции, но в некоторых случаях может представлять интерес обнаружение самого факта погружения дополнительной информации – то есть стегоанализ.

В работе показывается, что слуховое обнаружение, а также обнаружение по виду аудиосигнала оказывается невозможным при малых амплитудах вложения. Поэтому предлагается новый метод обнаружения, основанный на специфике реверберационной модуляции. Исследуется эффективность данного метода в обычных терминах стегоанализа (вероятность пропуска и ложного обнаружения стегосигнала).

Ключевые слова: *стегосистема, реверберация аудиосигнала, стегоанализ, кепструм, корреляционный анализ.*

1. Введение

Технология использования цифровых водяных знаков (ЦВЗ) является одним из наиболее эффективных методов обеспечения прав собственности на аудиопродукцию.

Действительно, если в некоторый аудиообъект предварительно произведено вложение информации, идентифицирующей его собственника, то впоследствии, если этот продукт оказывается нелегально выложенным, например, в Интернете или поступает в продажу через пиратские каналы, то собственник продукта, отследив при помощи мониторинга присутствие своего ЦВЗ, может обратиться в суд с целью возмещения убытков. Подобная практика широко рекламируется американской компанией Digimark, которая предлагает обслуживание для собственников аудиопродуктов.

Как правило, техника вложения ЦВЗ является открытой, т.е. любые пользователи могут обнаружить присутствие вложения и даже извлечь его. При разработке ЦВЗ ставится только задача обеспечения стойкости относительно его удаления нелегитимным пользователем. Однако, в некоторых случаях подобную технику можно использовать и для скрытного вложения информации, тем более что она устойчива также и к такой относительно легкой атаке на стегосистемы, как «слепое удаление», когда стегоаналитик не может достоверно обнаружить присутствие стеганограммы (СГ), но пытается удалить возможные вложения без искажения аудиофайла. Поэтому может появиться задача обнаружения СГ в аудиофайлах, устойчивых к «слепому» удалению.

Известно несколько методов вложения ЦВЗ (или СГ) в аудиофайлы: вложение в наименьшие значащие биты (НЗБ), использование широкополосных сигналов (ШПС) [1], фазовая модуляция (ФМ) [2, 3], добавление эхо-сигналов (ЭС). Однако, НЗБ и ШПС приводят к заметным искажениям исходного аудиосигнала, т. е. покрывающего объекта (ПО), а методы ФМ и ЭС недостаточно устойчивы к удалению ЦВЗ даже без заметного искажения ПО. Наиболее эффективным методом вложения ЦВЗ в аудиосигналы можно считать методы, основанные на модуляции реверберации. Один из таких методов описан и исследован в работе [5]. Настоящая статья посвящена методу обнаружения таких ЦВЗ, рассматриваемых как СГ. Она структурирована следующим образом: в разделе 2 описан метод вложения информации, предложенный в [5]. В разделе 3 предложен метод стегоанализа, пригодный для данной СГ. В разделе 4 эффективность такого метода исследована при помощи моделирования. Заключение суммирует основные результаты работы и формулирует перспективные, на наш взгляд, направления дальнейших исследований.

2. Описание метода вложения ЦВЗ в аудиофайлы, основанного на модуляции реверберации

Заметим, что, прежде всего, выбор метода реверберации для вложения не является случайным. Дело в том, что если производить модуляцию реверберации по задержке, т. е. на интервале вложения одного бита ЦВЗ использовать фильтры со сложной импульсной реакцией, но отличающиеся при вложении нуля и единицы только задержкой, то при выборе определенных параметров вложения (амплитуды, задержки и длительности битовых интервалов) это не приводит к заметному на слух искажению основного аудиосигнала.

Предположим, что ПО является файлом, содержащим цифровой аудиосигнал S(n), n = 1, 2, ..., N, где N_0 – объем файла в формате WAV на интервале вложения одного бита при скорости квантования сигнала 44,1 кГц и амплитудах отсчетов, представленных 16-ти битными последовательностями. Тогда, указанный выше метод вложения ЦВЗ может быть описан следующей формулой:

$$Z(n) = S(n) * h_b(n), \quad n = 1, 2, ..., N, \quad b \in \{0, 1\},$$
(1)

где Z(n) – сигнал после вложения; S(n) – аудиосигнал до вложения, называемый покрывающим объектом (ПО); $h_b(n)$ – импульсная характеристика фильтра, зависящая от вкладываемого бита b; * – операция свертки двух цифровых сигналов.

Для того, чтобы избежать искажений аудиосигналов, возникающих из-за переходных процессов между различными фильтрами, в работе [5] была использована «сглаживающая» функция. Как уже отмечалось ранее, импульсные реакции (ИР) фильтров, соответствующие вложению нуля $h_0(n)$ и единицы $h_1(n)$, имеют сложную структуру, но отличаются только задержкой. Пример таких ИР показан на рисунке 1.

Применение комплексного кепстрального преобразования к обеим частям равенства (1) дает следующий результат [6]:

$$\tilde{Z}(n) = \tilde{S}(n) + \tilde{h}_b(n), \ n = 1, 2, ..., N, \ b \in \{0, 1\},$$
 (2)

где « \tilde{x} » означает кепстральное преобразование, соответствующее сигналу x(n):

$$\tilde{x}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left(\log(x'(k)) + j\Theta(k) \right) e^{\frac{2\pi j n k}{N}}, \quad (3)$$

где $x'(k) = \sum_{k=0}^{N-1} x(n) e^{-\frac{2\pi j n k}{N}}$; x'(k) – амплитуда сигнала; $\Theta(k)$ – фаза сигнала; $i = \sqrt{-1}$.



Преимущество кепстрального преобразования (2) перед представлением в виде свертки (1) состоит в том, что если $\tilde{S}(n)$, n = 1, 2, ..., N, можно аппроксимировать гауссовскими *i.i.d.*-величинами (*om англ.* Independent and Identically-Distributed), то оптимальный приемник, выделяющий бит *b* на каждом битовом интервале, будет иметь вид корреляционного приемника [5]:

$$b = \operatorname{Arg}_{b \in (0,1)} \sum_{n=1}^{N_{0}} \tilde{Z}(n) \tilde{h}_{b}(n).$$
(4)

Если бы форма импульсной реакции h(n) = $= h_0(n), n = 1, 2, ..., N_f$ была известна стегоаналитику, то, воспользовавшись правилом (4), он мог бы выделить вложенную информацию по данному правилу, как это делают легальные пользователи. В случае отсутствия шифрования информации для вкладываемых сообщений было бы возможно обнаружение СГ при выделении смысловых сообщений. Если бы собственник СГ (ЦВЗ) производил стойкое шифрование сообщений перед их вложением, то стегоаналитик мог бы использовать метод обнаружения СГ, основанный на NIST-тестах, описанный в работе [7]. Более того, стегоаналитик, даже в случае отсутствия уверенности в обнаружении СГ мог бы выполнить удаление этого вложения без искажения аудиосигнала, используя «обратные фильтры», метод построения которых подробно описан в [8].

Однако, если ИР h(n) является секретной функцией, и поэтому она неизвестна стегоаналитику, то он не может применить упоминавшиеся выше методы стегоанализа. Конечно, предполагается, что для цифровых ИР h(n) количество их возможных вариантов должно быть непереборным. Заметим, что это условие не является слишком обременительным. Действительно, если типичная длина ИР соответствует «комнатному импульсу» [9], который сохраняет высокое качество аудиосигнала и равен примерно 180 отсчетам, то, предполагая, что амплитуда ИР соответствует примерно 20 % от максимальной амплитуды аудиосигнала, мы получим, что количество уровней квантования ИР будет примерно 13107, что приводит примерно к 1,4 * 10741 различным вариантам ИР [5] и является нереализуемым значением для атаки «прямого перебора».

Удаление вложения без заметного искажения аудиосигнала при неизвестной ИР h(n) так же оказывается невозможным, как это было показано в работе [5] при помощи введения дополнительных коротких импульсов в ИР фильтров. Разработка метода стегоанализа для описанной выше стегосистемы оказывается актуальной задачей.

3. Метод обнаружения СГ, использующей модуляцию реверберации по задержке

Идея обнаружения данной СГ основана на следующем свойстве сигналов после вложения: ИР, применяемые для вложения нулей и единиц, фильтров, отличаются только задержкой. Однако, расположение битовых интервалов, соответствующих вложенным нулям и единицам априори неизвестно. Если вложение не производилось, то в аудиосигнале может присутствовать отклик «комнатного импульса», но его модуляция по задержке будет отсутствовать.

Из данного свойства можно сделать следующие выводы, которые в дальнейшем будут использоваться для обнаружения данного вида СГ:

1) корреляция некоторого начального («эталонного») блока отсчетов кепструма на битовом интервале и какого-либо другого последующего блока на другом битовом интервале (при совпадении вложений на «эталонном» и текущем интервале) будет близка к единице;

 отсутствует корреляция между кепструмами «эталонного» и текущего блока (если вложения на них не совпадают);

3) при равной вероятности нулей и единиц во вложении (при шифровании вложенных бит) вероятности 1-го и 2-го случая будут одинаковыми.

Казалось бы, можно определить наличие корреляции между блоками, сравнивая ее значения с некоторым заданным порогом:

....

$$R_{\mathfrak{Z}} = \sum_{n=1}^{N_0} \widetilde{Z_{\mathfrak{Z}}}(n) \widetilde{Z_{\mathsf{T}}}(n) \ge \lambda, \qquad (5)$$

где $\widetilde{Z_{\Im}}(n)$ – отчеты кепструма «эталонного» блока; $\widetilde{Z_{\mathrm{T}}}(n)$ – отчеты кепструма текущего блока; N_0 – длина битового интервала; $\lambda > 0$ – заданный порог.

Однако, выбор оптимального порога при вариативности уровня аудиосигнала оказывается весьма затруднительным. Потому в настоящей работе предложен метод обнаружения, основанный на кличестве появления максимумов при введении (и невведении) задержки для отсчетов кепструма текущего и «эталонного» интервала:

$$R(b_{\mathfrak{H}}, b_{\mathrm{T}}) = \sum_{n=1}^{N_0} \widetilde{Z_{\mathfrak{H}}}(n+b_{\mathfrak{H}}N_{\mathfrak{H}})\widetilde{Z_{\mathrm{T}}}(n+b_{\mathfrak{H}}N_{\mathfrak{H}}), \qquad (6)$$

где $\widetilde{Z}_{\Im}()$ – отчеты кепструма сигнала на эталонном блоке; $\widetilde{Z}_{T}()$ – отчеты кепструма сигнала на текущем блоке; $b_{\Im} = 0$, если нет задержки на «эталонном» интервале; $b_{\Im} = 1$, если введена задержка на «эталонном» интервале; $b_{T} = 0$, если нет задержки на текущем интервале; $b_{T} = 1$, если введена задержка на текущем интервале; N_{\Im} – величина задержки (в количестве отсчетов).

При этом мы исходим из весьма правдоподобной гипотезы, что $R(b_3, b_T)$ по (6) для любого «эталонного» и текущего битовых интервалов при совпадающих символах вложения будут больше, чем аналогичные величины при несовпадающих символах.

В таблице 1 представлены возможные случаи появления максимумов корреляций $R(b_3, b_T)$ в зависимости от состояния «эталонного» (ЭИ) и текущего (ТИ) битового интервалов, а также вводимых (или нет) задержек на этих интервалах. Без потери общности предполагается, что при вложении «1» задержка ИР отсутствует, а при вложении «0» эта задержка присутствует.

Можно видеть, что отсутствие задержек для «эталонного» и текущего интервалов всегда приведет к тому же результату, что и наличие задержек для обоих интервалов, и потому достаточно рассмотреть только три варианта $(b_3, b_T) = \{00,01 \text{ и } 10\}.$

Предполагая, что при наличии стойкого шифрования вложенной информации, когда вероятность вложения нулей и единиц одинакова, мы получим среднее количество максимумов в зависимости от состояния «эталонного» интервала и выбранных задержек на «эталонном» и текущем интервалах, которое представлено в таблице 2, где *M* – общее количество анализируемых битовых интервалов *b*.

Если же анализу подвергается аудиосигнал без вложения, то очевидно, что при выборе текущего интервала, достаточно удаленного от «эталонного», максимум функции (6) будет располагаться случайно и равновероятно, в зависимости от аргумента (b_3 , b_T), что и представлено в таблице 3. Также в этой таблице показаны средние значения количества максимумов (СКМ) в случае, когда анализируется аудиосигнал без модуляции по задержке

реверберационного фильтра (например, когда ИРфильтры соответствуют «комнатному импульсу»).

ТАБЛИЦА 1. Наличие или отсутствие максимумов функции (6)

Nº	Сост инте	ояние рвала	Введена (1), или нет (0) задержка		Наличие (+) или отсутствие	
	ЭИ	ти эи ти		(-) максимума		
			0	0	+	
1	1	1	0	1	-	
			1	0	-	
			0	0	-	
2	1	0	0	1	-	
				1	0	+
			0	0	-	
3	0	1	0	1	+	
			1	0	-	
			0	0	+	
4	0	0	0	1	-	
			1	0	-	

ТАБЛИЦА 2. Среднее количество максимумов функции (6) в зависимости от состояния ЭИ и вводимых задержек на ЭИ и ТИ

Вводимая задержка		СКМ		
bэ	b_{T}	«0» на ЭИ	«1» на ЭИ	
0	0	<i>M</i> /2	<i>M</i> /2	
0	1	0	M/2	
1	0	<i>M</i> /2	0	

ТАБЛИЦА З. СКМ функции (6) в зависимости от задержек (b₃, b₁) для аудиосигнала без вложения и аудиосигнала с реверберацией без модуляции

Вектор (bэ, bт)	СКМ при отсутствии вложения	СКМ при наличии ре- верберации без моду- ляции
0 0	<i>M</i> /3	М
0 1	<i>M</i> /3	0
10	<i>M</i> /3	0

Наблюдая результаты, представленные в таблицах 1–3, можно предложить следующее логическое правило обнаружения рассматриваемой СГ, которое показано ниже:

$$((S(0,0) \approx S(0,1)) \cap (S(1,0) \ll \\ \ll S(0,1)) \cup (S(0,0) \approx$$
(7)

$$\approx S(1,0)) \cap (S(0,1) \ll S(1,0))),$$

где S(i, j) – количество максимумов в зависимости от вектора $(b_3, b_T) = (i, j); «U»$ – логическое «или»; «О» – логическое «и».

Если правило (7) выполняется, то вложение присутствует, иначе – вложение отсутствует.

Поскольку условия, показанные в (7), являются «нечеткими», то в упрощенном варианте (т. е. не вдаваясь в «теорию нечетких множеств»), можно для уточнения выбрать некоторые пороги α, β, которые определяются экспериментально. Тогда правило решения о наличии или отсутствии СГ принимает следующий вид:

$$((|S(0,0) - S(0,1)| \le \alpha) \cap (|S(1,0) - S(0,1)| \ge \beta) \cup (|S(0,0) - S(1,0)| \le \alpha) \cap (|S(0,1) - S(0,1)| \ge \beta)).$$
(8)

Если правило (8) выполняется, то вложение присутствует, иначе – вложение отсутствует.

Хотя из правила решения (8) видно, что для его использовани придется предварительно выбрать пороговые значения, от которых мы в начале этой работы отказались. Однако ожидается, что эти пороги не окажутся весьма чувствительными к величине аудиосигнала и амплитуде вложения, потому что их экспериментальный выбор значительно упрощается.

4. Экспериментальные исследования метода обнаружения стегосигнала

В таблице 4 приведены результаты экспериментального исследования функции (6) в зависимости от вектора аргумента (*b*₃, *b*_T) для различных музыкальных композиций и вложения с модуляцией реверберации с различными амплитудами вложения.

ТАБЛИЦА 4. Средний процент присутствия максимумов функции (6) при различных векторных аргументах (b₃, b₇)

Музыкальная	Амплитуда	(<i>b</i> э, <i>b</i> т), %			
композиция	вложения	(0,0)	(0,1)	(1,0)	
	Без вложения	33,5	35,5	31	
Mell, «Red Fraction»	0,5	51	43,5	5,5	
	0,3	48	43	9	
	Без вложения	38,5	50	11,5	
О. Анофриев, «Есть только миг»	0,5	53	36,5	10,5	
	0,3	56	32	12	
В. Высоцкий,	41 %	35	24	41	
«Песенка сентиментального	35 %	44	21	35	
боксера»	34,5 %	46	19,5	34,5	
	Без вложения	37,5	40,5	30	
Кипелов, «Я свободен»	0,5	49	40,5	10,5	
«левоооден»	0,3	50	46	4	

Видно, что результаты эксперимента качественно соответствуют данным, представленным в таблице 2, хотя количественно они имеют значительный разброс, что объясняется случайной погрешностью и недостаточным объемом статистики.

В таблице 5 представлены результаты эксперимента для случая использования одного постоянного реверберационного фильтра без модуляции задержки с выбором различных «эталонных интервалов».

Музыкальная композиция	Эталонный интервал	(<i>b</i> э, <i>b</i> т), %		
		(0,0)	(0,1)	(1,0)
Mell, «Red Fraction»	25	75	18	7
	35	83	3	14
О. Анофриев, «Есть только миг»	25	70	7	23
	35	60	21	19
В. Высоцкий, «Песенка сентимен- тального боксера»	25	38	3	59
	35	50	38	12
Кипелов, «Я свободен»	25	71	19	10
	35	73	10	17
Scorpions, «Still Loving You»	25	75	15	10
	35	69	13	18

ТАБЛИЦА 5. Средний процент максимумов при различных векторах аргумента (b₃, b₁) при использовании постоянного реверберационного фильтра

Результаты таблицы 5 также качественно соответствуют данным таблицы 2. Для проверки эффективности алгоритма обнаружения были выбраны оптимальные значения α, β формулы (8) и проверено решение по этому правилу.

Количество музыкальных композиций было выбрано равным 20, хотя, конечно, этого недостаточно, чтобы получить надежные результаты. Однако по нему уже можно судить о работоспособности предложенного метода. Результаты эксперимента приведены в таблице 6.

ТАБЛИЦА 6. Экспериментальные результаты по расчету ве-	
роятности пропуска СГ и вероятности ложного обнаружения	1

Максимальная амплитуда вложения	Вероятности пропуска СГ (<i>P</i> _{пр}), %	Вероятности лож- ного обнаружения (Р _{ло}), %
0,5	8	6
0,3	16	11

5. Заключение

В статье предложен метод обнаружения перспективной системы ЦВЗ для аудиосигналов с модуляцией по задержке реверберационного фильтра. Поскольку непосредственное (слуховое) обнаружение вложенной таким способом СГ оказывается затруднительным, в частности, вследствие высококачественного вложения ЦВЗ, то решение задачи обнаружения предложенным в статье методом является весьма актуальным.

Эксперименты показали, что предложенный метод обнаружения СГ можно признать вполне работоспособным, хотя характеристики обнаружения и не являются идеальными. Впрочем, это обстоятельство может быть объяснено и тем фактором, что рассматриваемая система ЦВЗ оказалась достаточно устойчивой к обнаружению.

В дальнейшем представляется целесообразным уточнение и адаптация к амплитуде погружения порогов обнаружения α, β, используемых в алгоритме обнаружения, а также уточнение характеристик обнаружения при помощи увеличения объема ПО для проведения стегоанализа.

Список используемых источников

1. Liu H., Zhang W. Overview of Audio Watermarking Algorithm against Synchronization Attacks // Proceedings of the International Conference on Artificial Intelligence: Technologies and Applications (ICAITA 2016). Advances in Intelligent Systems Research. Atlantis Press, 2016. PP. 210–213. DOI:10.2991/icaita-16.2016.52

2. Arnold M., Baum P.G., Voeßing W. A Phase Modulation Audio Watermarking Technique // Katzenbeisser S., Sadeghi A.R. (eds) Proceedings of the 11th International Workshop on Information Hiding (Darmstadt, Germany, 8–10 June 2009). Lecture Notes in Computer Science. Vol. 5806. Berlin: Springer, 2009. PP. 102–116. DOI:10.1007/978-3-642-04431-1_8

3. Alekseyev V., Grudinin A., Korzhik V. Design of Robust Audio Watermark System // Proceedings of the XI International Symposium on Problems of Redundancy in Information and Control Systems (Saint-Peterburg, Russia, 2-6 July 2007). St. Petersburg: Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation Publ., 2007. PP. 163–165.

4. Korzhik V., Morales-Luna G., Fedyanin I. Audio watermarking based on echo hiding with zero error probability // International Journal of Computer Science and Applications. 2013. Vol. 10. Iss. 1. PP. 1–10.

5. Korzhik V., Alekseev V., Morales-Luna G. Audio watermarking system resistant to removal attacks by dereverberation // International Journal of Computer Science and Applications. 2018. Vol. 15. Iss. 1. PP. 1–15.

6. Wu C.P., Su P.C., Kuo C.C.J. Robust Audio Watermarking for Copyright Protection // Advanced Signal Processing Algorithms, Architectures, and Implementations IX. Proceedings of International Symposium on Optical Science, Engineering, and Instrumentation (Denver, USA, 18–23 July 1999). SPIE. Digital Library, 1999. Vol. 3807. DOI:10.1117/12.367655

7. Korzhik V., Fedyanin I., Godlewski A., Morales-Luna G. Steganalysis Based on Statistical Properties of the Encrypted Messages // Computer Network Security. Proceedings of 7th International Conference on Mathematical Methods, Models, and Architectures for Computer Network Security (MMM-ACNS, Warsaw, Poland, 28–30 August 2017). Lecture Notes in Computer Science. Cham: Springer, 2017. Vol. 10446. PP. 288–298. DOI:10.1007/978-3-319-65127-9_23

8. Маркел Дж.Д., Грэй А.Х. Линейное предсказание речи. Москва: Связь, 1980. С. 45-46.

9. Arend J.M., Pörschmann C. Audio Watermarking of Binaural Room Impulse Responses // Proceedings of Audio Engineering Society International Conference on Headphone Technology (Aalborg, Denmark, 24–26 August 2016). AES E-LIBRARY, 2016. DOI:10.17743/aesconf.2016.978-1-942220-09-1

* * *

DETECTING OF AUDIO STEGOSYSTEMS WITH INFORMATION EMBEDDING BASED ON MODULATED REVERBERATION

V. Alekseev¹, V. Korzhik²

¹Orion LTD,

St. Petersburg, 199406, Russian Federation

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

St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info

Article in Russian

For citation: Alekseev V., Korzhik V. Detecting of Audio Stegosystems with Information Embedding Based on Modulated Reverberation. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(2):102–107. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-2-102-107

Abstract: Audio signal with embedding of information based on modulated reverberation is considered. The goal of such stegosystem commonly is to provide a copy right protection by digital watermarking but sometimes may be interesting also to detect a fact of hidden signal presence by means of steganalysis. Detecting of such stegosystems occurs impossibly when it is executed either by a listening of audio signal or by a observation of signal wave form if deph of embedding is very small. Therefore we propose a new detection algorithm based on properties of modulated reverberation. A performance evaluation of such algorithm is investigated by simulation in terms of the probability of missing and the probability of false alarm.

Keywords: stegosystem, reverberation of audio signal, steganalysis, cepstrum, correlation analysis.

References

1. Liu H., Zhang W. Overview of Audio Watermarking Algorithm against Synchronization Attacks. *Proceedings of the International Conference on Artificial Intelligence: Technologies and Applications (ICAITA 2016). Advances in Intelligent Systems Research.* Atlantis Press; 2016. p.210–213. Available from: https://doi.org/10.2991/icaita-16.2016.52

2. Arnold M., Baum P.G., Voeßing W. A Phase Modulation Audio Watermarking Technique. In: Katzenbeisser S., Sadeghi A.R. (eds) *Proceedings of the 11th International Workshop on Information Hiding, 8–10 June 2009, Darmstadt, Germany. Lecture Notes in Computer Science*. Vol. 5806. Berlin: Springer; 2009. p.102–116. Available from: https://doi.org/10.1007/978-3-642-04431-1_8

3. Alekseyev V., Grudinin A., Korzhik V. Design of Robust Audio Watermark System. *Proceedings of the XI International Symposium on Problems of Redundancy in Information and Control Systems, 2–6 July 2007, Saint-Peterburg, Russia.* St. Petersburg: Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation Publ.; 2007. p.163–165.

4. Korzhik V., Morales-Luna G, Fedyanin I. Audio watermarking based on echo hiding with zero error probability. *International Journal of Computer Science and Applications*. 2013;10(1):1–10.

5. Korzhik V., Alekseev V., Morales-Luna G. Audio watermarking system resistant to removal attacks by dereverberation. *International Journal of Computer Science and Applications*. 2018;15(1):1–15.

6. Wu C.P., Su P.C., Kuo C.C.J. Robust Audio Watermarking for Copyright Protection. Advanced Signal Processing Algorithms, Architectures, and Implementations IX. Proceedings of International Symposium on Optical Science, Engineering, and Instrumentation, 18–23 July 1999, Denver, USA. SPIE. Digital Library; 1999. Vol. 3807. Available from: https://doi.org/10.1117/12.367655

7. Korzhik V., Fedyanin I., Godlewski A., Morales-Luna G. Steganalysis Based on Statistical Properties of the Encrypted Messages. *Computer Network Security. Proceedings of 7th International Conference on Mathematical Methods, Models, and Architectures for Computer Network Security (MMM-ACNS), 28–30 August 2017, Warsaw, Poland. Lecture Notes in Computer Science.* Cham: Springer, 2017. Vol. 10446. p.288–298. Available from: https://doi.org/10.1007/978-3-319-65127-9_23

8. Markel D.D., Grei A.K. *Lineinoe predskazanie rechi* [Linear Speech Prediction]. Moscow: Sviaz Publ.; 1980. p.45–46. (in Russ.)

9. Arend J.M., Pörschmann C. Audio Watermarking of Binaural Room Impulse Responses. *Proceedings of Audio Engineering Society International Conference on Headphone Technology, Aalborg, Denmark, 24–26 August 2016.* AES E-LIBRARY; 2016. Available from: https://doi.org/10.17743/aesconf.2016.978-1-942220-09-1
МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОТЕРЬ В РАДИОКАНАЛЕ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА МЕТОДОМ ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ

А.Г. Владыко¹, М.С. Лытаев^{1*}

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

Информация о статье

УДК 519.633 Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Владыко А.Г., Лытаев М.С. Моделирование потерь в радиоканале миллиметрового диапазона методом параболического уравнения // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 2. С. 108–116. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-2-108-116

Аннотация: Современные системы беспроводной связи все активнее стремятся использовать диапазон миллиметровых радиоволн. Следовательно, возникает необходимость в разработке надежных методов расчета характеристик распространения волн указанного диапазона в различных условиях. В данной работе исследуется возможность использования детерминированных методов, основанных на численном решении волнового уравнения. Данный подход позволяет рассчитывать и визуализировать такие эффекты, как дифракция, рассеяние, затухание и рефракция радиоволн. При этом учитывается конкретная пространственная структура канала распространения. Используется хорошо зарекомендовавший себя метод параболического уравнения. Рассмотрены современные подходы к численному решению параболического уравнения и особенности их применения к распространению миллиметровых волн. Приведены численные примеры для различных условий распространения.

Ключевые слова: распространение волн, радиоканал, миллиметровые волны, параболическое уравнение, сети связи пятого поколения.

1. Введение

Стремительный рост объема передаваемой информации по беспроводным каналам связи создает серьезные вызовы для разработчиков нового поколения беспроводных систем [1]. Современные методы беспроводной передачи данных, работающие в дециметровом и сантиметровом диапазоне, уже серьезно приблизились к теоретическим пределам пропускной способности. По всей видимости, самым перспективным способом увеличения пропускной способности канала связи является увеличение рабочей частоты и переход в миллиметровый диапазон. Большинство выдвигаемых сообществом требований к сетям пятого поколения могут быть удовлетворены только в миллиметровом диапазоне. Это, в свою очередь, приведет к резкому росту числа базовых станций. Проникновение систем связи в новый частотный диапазон требует новых подходов к частотно-территориальному планированию и оптимизации сетей [2].

В настоящее время миллиметровые волны широко используются в спутниковой и радиорелейной связи. Благодаря характерному размеру, для миллиметровых волн можно конструировать компактные антенны с большим числом элементов, что позволяет эффективно использовать технологию формирования направленного луча и пространственное разделение каналов. Несомненным преимуществом миллиметрового диапазона является возможность использования широких каналов. Вместе с тем, необходимо перечислить серьезные недостатки, препятствующие использованию данного диапазона в телекоммуникациях [3]: сильное затухание в атмосфере; зависимость от погодных условий; слабое проникновение внутрь препятствий; слабая дифракция вокруг препятствий; сложности в разработке и производстве соответствующей аппаратуры.

Неблагоприятные погодные условия, такие как дождь, снег или туман, могут спровоцировать сильные потери при распространении и повлиять на производительность систем связи, основанных на миллиметровых волнах. Установка данных систем в условиях городской застройки требует учета дифракционных эффектов. Сильное затухание внутри препятствий будет серьезно влиять на радиопокрытие внутри помещений.

Несмотря на указанные сложности, было проведено значительное число исследований, которые установили принципиальную возможность широкого применения миллиметровых волн в беспроводной связи [4, 5]. Эксперименты прояснили многие фундаментальные и прикладные вопросы. Тем не менее, все еще существуют определенные пробелы в понимании особенностей распространения волн рассматриваемого диапазона.

Проведение натурных экспериментов ограничено высокой стоимостью оборудования и ошибками измерений. Вместе с тем, использование моделей распространения и соответствующих программных комплексов может помочь в планировании, развертывании и использовании беспроводных сетей. Моделирование потерь в радиоканале широко используется для планирования сетей мобильной связи [6] и интернета вещей [7], расчета зон покрытия широковещательных станций [8], оценки дальности связи с самолетами и беспилотными аппаратами [9]. Полноценная модель распространения должна учитывать сложные особенности среды, такие как профиль ландшафта земной поверхности, наличие вертикальных препятствий в виде домов и растительности, погодные условия.

Все разнообразие существующих моделей потерь в радиоканале сводится к двум категориям: детерминированные методы и эмпирические методы [6]. Эмпирические методы основаны на статистическом анализе результатов измерений и некоторых нестрогих рассуждениях. Они хорошо подходят для быстрого и оценочного вычисления потерь в радиоканале. Как правило, они обеспечивают высокую скорость расчетов, в связи с чем более часто используются на практике. Однако их предсказания не всегда дают удовлетворительный результат. Кроме того, каждая эмпирическая модель имеет свои границы применимости как по рабочим частотам, так и по условиям распространения. В частности, модели, которые разрабатывались для дециметровых или сантиметровых волн, оказываются неприменимы в миллиметровом диапазоне. Таким образом, возникает необходимость в разработке новых моделей.

В отличие от эмпирических, детерминированные методы основаны на строгой электромагнитной теории и решении уравнений Максвелла. Это обстоятельство позволяет значительно повысить точность прогнозов. Такие эффекты, как интерференция, дифракция, обратное рассеяние от препятствий и пространственные изменения показателя преломления могут быть учтены. При этом корректность детерминированных методов не зависит от рабочей частоты. Недостатком является высокая вычислительная сложность. Особенностью тропосферного распространения является необходимость проводить расчеты в полубесконечной области. При этом объем вычислений растет с уменьшением длины волны. Следует иметь в виду, что развитие вычислительных мощностей и облачных вычислений делают эту проблему принципиально решаемой [10]. Тем не менее, требуются использовать наиболее эффективные численные методы, адаптированные для современных вычислительных систем.

Наиболее популярным детерминированным методом является метод параболического уравнения (ПУ) [11, 12]. Метод ПУ был предложен советскими учеными М.А. Леонтовичем и В.А. Фоком [13] в 1946 г. и с тех пор является одним из важнейших инструментов анализа характеристик распространения радиоволн вблизи поверхности Земли. Было разработано множество модификаций данного метода, которые позволяют учитывать произвольно большой угол распространения, обратное рассеяние, скачкообразное изменение показателя преломления и т. д. Метод ПУ также получил широкое распространение в вычислительной гидроакустике, оптике, геофизике. Целью данной работы является анализ существующих численных методов решения ПУ при работе в миллиметровом диапазоне.

Проясним структуру данной работы. Следующий раздел посвящен математической постановке задачи. Метод ПУ и особенности численных методов его решения обсуждаются в разделе 3. В разделе 4 рассмотрены особенности моделирования атмосферных эффектов. Результаты численного моделирования приведены в разделе 5.

2. Математическая постановка задачи

Далее рассматривается распространение монохроматических волн в двумерно-неоднородной среде. Компонента электромагнитного поля $\psi(x, z)$ удовлетворяет уравнению Гельмгольца [11]:

$$\frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial z^2} + k^2 m^2(x, z) \psi = 0, \qquad (1)$$

где функция $\psi(x,z)$ отвечает электрической или магнитной компоненте поля для горизонтальной или вертикальной поляризации соответственно; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число; λ – длина волны.

Коэффициент преломления m(x, z) определяется следующим образом [14]:

$$m^{2}(x,z) = \begin{cases} 1 + 2N(x,z) + H(x,z) + 2z/R & z > h(z) \\ \varepsilon_{G} & z \le h(z)' \end{cases}$$

где N(x,z) – коэффициент преломления тропосферы; H(x,z) – финитная функция, задающая значение комплексной диэлектрической проницаемости внутри препятствий (лесные массивы, бетонные сооружения и т. д.); R – радиус Земли; ε_g – комплексная диэлектрическая проницаемость подстилающего слоя. Графическое описание предлагаемой постановки задачи изображено на рисунке 1.



Рис. 1. Графическое описание постановки задачи

Свойства подстилающей поверхности часто моделируются при помощи приближенного импедансного условия Леонтовича [11]:

$$\Psi(x,0) = -ik\delta u(x,0),\tag{2}$$

$$\delta = egin{cases} \sqrt{n_G^2 - 1}, & для горизонтальной поляризации, \ \sqrt{n_G^2 - 1}, & для вертикальной поляризации. \end{cases}$$

Волновой процесс порождается начальным условием $\psi(0, z) = \psi_0(z)$ с некоторой функцией $\psi_0(z)$, отвечающей диаграмме направленности антенны. Часто используется Гауссова антенна, определяемая выражением [11]:

$$\psi_0(z) = \frac{k\beta}{2\sqrt{\pi}\log^2} \exp(-ik\theta_0 z) \exp(-\frac{\beta^2}{8\log^2}k^2(z-z_0)^2)$$

где z_0 – высота антенны; β – ширина диаграммы направленности; θ_0 – угол наклона.

3. Метод параболического уравнения

Выбирая положительное направление вдоль оси x в качестве параксиального и вводя в рассмотрение новую функцию $u(x, z) = e^{-ikx}\psi(x, z)$, уравнение для волн, распространяющихся в положительном направлении, запишется в виде псевдодифференциального уравнения:

$$\frac{\partial u}{\partial x} = ik(\sqrt{1+L}-1)u,\tag{3}$$

где оператор *L* определяется выражением:

$$Lu = \frac{1}{k^2} \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} + (m^2 - 1)u$$

Пошаговое решение уравнения (3) формально записывается следующим образом:

$$u(x + \Delta x, z) = \exp\left(ik\Delta x\left(\sqrt{1+L} - 1\right)\right)u(x, z).$$
 (4)

Таким образом, численное решение ПУ сводится к аппроксимации оператора распространения в (4). Далее обсуждаются два наиболее часто используемых подхода.

3.1. Метод расщепления Фурье

Для эффективной реализации метода расщепления Фурье при помощи быстрого преобразования Фурье требуется разделить дифракционную и рефракционную части оператора распространения. Используя операторный вариант хорошо известного соотношения:

$$\sqrt{1+a+b} \sim \sqrt{1+a} + \sqrt{1+b} - 1,$$

оператор квадратного корня расщепляется следующим образом:

$$\sqrt{L+1} - 1 \sim \left(\sqrt{1 + \frac{1}{k^2} \frac{\partial^2 u}{\partial z^2}} - 1\right) + (m-1).$$
 (5)

Данное приближение выполняется при условии, что $|m^2 - 1| \ll 1$. В связи с чем метод расщепления Фурье не позволяет учитывать вертикальные препятствия при помощи пространственного изменения показателя преломления. При этом в случае однородной среды, когда $m \equiv 0$, ошибок расщепления не возникает, и аппроксимация переходит в строгое равенство.

Подставляя выражение (5) в (4) и применяя тот или иной метод расщепления операторной экспоненты [15], приходим к приближенному выражению для оператора распространения. Тогда пошаговое решение примет вид:

$$u(x + \Delta x, z) \approx \exp\left(\frac{ik\Delta x}{2}(m(x, z) - 1)\right) \times$$
$$\times \exp\left(ik\Delta x \left(\sqrt{1 + \frac{1}{k^2}\frac{\partial^2 u}{\partial z^2}} - 1\right)\right) \times$$
(6)
$$\times \exp\left(\frac{ik\Delta x}{2}(m(x, z) - 1)\right) u(x, z).$$

Пользуясь определением псевдодифференциального оператора, можно записать действие оператора распространения в конструктивной форме:

$$\begin{split} u(x + \Delta x, z) &\approx \exp\left(\frac{ik\Delta x}{2}(m(x, z) - 1)\right) \times \mathcal{F}^{-1}[\tilde{u}(x, p)],\\ \tilde{u}(x, p) &= \exp\left(ik\Delta x \left(\sqrt{1 - \frac{p^2}{k^2}} - 1\right)\right) \times \\ &\times \mathcal{F}\left[\exp\left(\frac{ik\Delta x}{2}(m(x, z) - 1)\right)u(x, z)\right], \end{split}$$

где \mathcal{F} – оператор преобразования Фурье, учитывающий нижнее граничное условие (2) при помощи смешанного преобразования Фурье [11]; p – вертикальное волновое число.

Использование дискретного преобразования Фурье приводит к достаточно точному и естес-

твенному приближению дифракционной части оператора распространения. Это дает возможность использовать достаточно грубую расчетную сетку без потери точности. Это особенно важно при расчете поля в миллиметровом диапазоне, где длина волны очень мала по сравнению с размерами расчетной области. Спектральный параметр *р* напрямую связан с углом распространения, что позволяет легко подобрать размер сетки по поперечной координате в зависимости от максимального угла распространения.

Основным недостатком метода расщепления Фурье является плохая приспособленность к учету граничных условий. Смешанное преобразование Фурье, которое используется для учета нижнего импедансного граничного условия, приводит к неустойчивому решению при определенных условиях среды [16]. В частности, это касается распространения вертикально поляризованных волн вблизи угла Брюстера и распространения над шероховатой поверхностью. Другая сложность связана с естественной необходимостью сведения исходной задачи в неограниченной по высоте области интегрирования к ограниченной [17]. Для имитации прозрачности верхней границы расчетной области метод расщепления Фурье требует использования искусственного поглощающего слоя. Проблема заключается в том, что не существует какой-либо строгой теории построения данного слоя в зависимости от условий распространения. Таким образом, невозможно оценить его эффективность в конкретной задаче и определить максимально возможную дальность и динамический диапазон расчетов.

3.2. Конечно-разностные методы высокого порядка

Еще одним способом, нашедшим широкое применение при решении аналогичных задач в гидроакустике, является применение аппроксимаций Паде́ [18]. Следуя [19], можно записать следующую аппроксимацию оператора распространения:

$$\exp\left(ik\Delta x\left(\sqrt{1+L}-1\right)\right)\approx\frac{\prod_{l=1}^{n}1+a_{l}L}{\prod_{l=1}^{m}1+b_{l}L}.$$
(7)

Коэффициенты a_l и b_l вычисляются при помощи методов, описанных в [18]. Точность аппроксимации (7) влияет на максимальный угол распространения и шаг сетки по продольной координате Δx .

Для численного решения (4) при помощи аппроксимации (7) необходимо построить дискретизацию оператора *L* по переменной *z*:

$$L_h u_i^n = k^{-2} D_h^2 u_i^n + \alpha_i^n u_i^n,$$

где $u_j^n \sim u(n\Delta x, jh); \alpha_j^n = m^2(n\Delta x, jh).$

Аппроксимация оператора двойного дифференцирования второго порядка точности записывается следующим образом:

$$D_h^2 u_j^n = \frac{u_{j+1}^n - 2u_j^n + u_{j-1}^n}{h^2} = \frac{\partial^2 u^n}{\partial z^2}(z_j) + O(h^2).$$

Таким образом, дискретный вариант выражения (4) примет вид:

$$u_j^{n+1} = \prod_{l=1}^p \frac{1 + a_l L_h}{1 + b_l L_h} u_j^n,$$
(8)

где $p = \max(n, m)$; $a_{p+1}, \dots, a_n, b_{p+1}, \dots, b_n = 0$.

Далее вводятся в рассмотрение p-1 вспомогательных векторов $v_{j,1}^n, v_{j,2}^{j,n}, ..., v_{j,p-1}^n$ и выражение (8) записывается в виде системы разностных уравнений:

$$\begin{cases} (1+b_1L_h)v_{j,1}^n = (1+a_1L_h)u_j^{n-1} \\ (1+b_lL_h)v_{j,l}^n = (1+a_lL_h)v_{j,l-1}^n, l = 2, \dots, p-1 \\ (1+b_pL_h)u_j^n = (1+a_pL_h)v_{j,p-1}^n \end{cases}$$
(9)

Каждая строчка в системе (9) может быть записана при помощи трехдиагональной системы линейных алгебраических уравнений, которая решается за линейное время методом прогонки.

В случае однородной среды, когда коэффициент преломления $m(x, z) \equiv 0$, оператор *L* может быть представлен как функция от дискретного оператора D_h^2 следующим образом [20]:

$$L(D_h^2) = \frac{1}{(k\Delta z)^2} \times \ln^2 \left[1 - \frac{(k\Delta z)^2}{2} D_h^2 + \sqrt{\left(1 - \frac{(k\Delta z)^2}{2} D_h^2\right)^2 - 1} \right].$$

Подставляя данное выражение в (4) и применяя аппроксимацию Паде́ относительно оператора D_h^2 , приходим к выражению:

$$\exp\left(ik\Delta x\left(\sqrt{1+L(D_h^2)}-1\right)\right)\approx\frac{\prod_{l=1}^n1+a_lD_h^2}{\prod_{l=1}^m1+b_lD_h^2}.$$

Этот прием дает возможность применить аппроксимацию Паде́ одновременно по продольной и поперечной координатам, что значительно повышает точность вычислений без увеличения вычислительных затрат. К сожалению, данный подход не применим в среде с неоднородным коэффициентом преломления.

Конечно-разностное представление импедансного граничного условия выводится непосредственно и не приводит к неустойчивому решению. Точное усечение расчетной области по высоте может быть выполнено при помощи дискретных прозрачных граничных условий [17, 22].

Данный метод не накладывает ограничений на величину коэффициента преломления. Таким образом, функция m(x, z) может учитывать не только тропосферную рефракцию, но и свойства неоднородностей. Такая постановка дает возможность проводить сквозное интегрирование одновременно через среду и неоднородности, используя единую численную схему.

Аппроксимация оператора распространения конечно-разностным методом требует использования более густой расчетной сетки, чем в методе расщепления Фурье. Отметим, что аппроксимация Паде́ порядка [1/1] эквивалентна схеме Кранка-Николсон для широкоугольного ПУ. Данная схема требует использования очень густой расчетной сетки и приводит к зашумленному решению при расчете рассеяния на неоднородностях [17]. Аппроксимации Паде́ более высокого порядка позволяют преодолеть эти сложности.

Псевдодифференциальное ПУ, основанное на операторе (4), является однонаправленным и игнорирует обратное рассеяние от неоднородностей. Для учета обратного рассеяния был разработан метод двунаправленного ПУ [21], который представляет собой итерационную процедуру, использующую однонаправленное ПУ поочередно в положительном и отрицательном направлении по оси *х*.

Подведем промежуточный итог обсуждению численных методов решения ПУ. Метод расщепления Фурье лучше справляется с аппроксимацией дифракционной части оператора распространения и предпочтителен в случаях, когда граничные условия не оказывают существенного влияния на распространение. Метод конечно-разностных аппроксимаций более предпочтителен при решении задач в областях со сложной конфигурацией, где необходимо учитывать различные граничные условия.

Следует отметить, что обычно метод ПУ применяется для монохроматических волн определенной частоты. Однако для моделирования радиоканалов часто необходимо учитывать временные характеристики сигнала. Для этого можно использовать модификации метода ПУ для расчетов во временной области [23].

4. Затухание волн в атмосфере

Сильное затухание миллиметровых радиоволн в атмосфере Земли вызвано их взаимодействием с молекулами кислорода и водяного пара. На рисунке 2 приведена зависимость коэффициента затухания от частоты, полученная из соответствующей рекомендации Международного Союза Электросвязи (МСЭ) [24]. Давление и температура были выбраны равными, соответственно, 1013 мбар и 15 °С. Хорошо заметно чередование зон сильного затухания и относительной прозрачности. Например, сильное затухание около 60 ГГц вызвано резонансным взаимодействием с молекулами кислорода. Данный эффект значительно сокращает дальность радиосвязи, но при этом уменьшает и интерференцию между устройствами, что можно использовать как преимущество.



Рис. 2. Затухание радиоволн, вызванное взаимодействием с атмосферными газами

Еще одним серьезным фактором ослабления миллиметровых волн являются атмосферные осадки. Базовым методом оценки величины затухания в дожде является соответствующая рекомендация МСЭ [25]. Полученная таким образом зависимость коэффициента затухания от частоты для моросящего, обычного дождя и ливня изображена на рисунке 3. Большинство моделей для учета влияния осадков на распространение волн основаны на экспериментальных данных [26]. Имеются также более сложные подходы, основанные на моделировании рассеяния на каплях дождя [27]. При использовании метода ПУ данные эффекты могут моделироваться пространственным изменением коэффициента преломления [28].



Рис. 3. Затухание радиоволн, вызванное дождевыми осадками

5. Результаты численного моделирования

В данном разделе обсуждаются результаты, полученные методом ПУ в различных условиях распространения. Далее для представления результатов моделирования используется коэффициент потерь при распространении, определяемый следующим образом [11]:

$$L = -20\lg(u(x, z)) + 20\lg(4\pi) + 10\lg(x) - 30\lg(\lambda) + \gamma x,$$

где *u* – компонента поля, полученная численным решением ПУ; ү – коэффициент затухания в атмосфере (дБ/м).

В качестве источника излучения используется направленная Гауссова антенна горизонтальной поляризации с шириной диаграммы направленности 10°, расположенная на высоте 10 м. Коэффициент затухания рассчитан по соответствующим рекомендациям МСЭ.

В первом примере рассматривается распространение волн над поверхностью Земли с неоднородным ландшафтом. Неоднородность представляет собой холм высотой 20 м. Используется кусочнопостоянная аппроксимация профиля ландшафта. Граничное условие на поверхности Земли соответствует сухому грунту. На рисунке 4 изображено двумерное распределение потерь при распространении волн на частоте 300 МГц (см. 4а) и 30 ГГц (см. 4б) соответственно. Хорошо видно, что миллиметровые волны значительно меньше подвержены эффектам дифракции в зоне тени за препятствием.



Рис. 4. Пространственное распределение коэффициента потерь над неровной поверхностью Земли

Далее рассмотрим распространение волн при наличии осадков средней интенсивности (12 мм/ч). Как видно из рисунка 5, осадки не оказывают влияния на распространение 300 МГц волн, в то время как потери 30 ГГц волн в конце трассы на расстоянии 10 км от источника составили 25 дБ.



В данном примере использован метод рациональных аппроксимаций Паде́, т. к. он наиболее предпочтителен при распространении на дальние расстояния благодаря возможности точного усечения расчетной области по высоте [17, 22].

Из результатов моделирования видно, что на распространение в миллиметровом радиоканале значительное влияние оказывает интерференция волн, отраженных от земной поверхности. На рисунке 5 хорошо различимо чередование освещенных участков и зон тени, причем разница между ними достигает 50 дБ. Это обстоятельство особенно важно при использовании данного диапазона в мобильных устройствах.

Далее рассмотрим эффекты дифракции и обратного рассеяния на вертикальных препятствиях. На рисунке 6 изображено двумерное распределение потерь, полученное при помощи однонаправленного и двунаправленного ПУ. На всех границах было выставлено граничное условие Дирихле, что соответствует идеально проводящей поверхности. Хорошо видно, что отраженная волна оказывает существенное влияние на распределение поля. В частности, участки вне прямой видимости от источника оказываются освещенными. В этом примере использован метод расщепления Фурье, т. к. он наиболее предпочтителен для учета больших углов распространения.



Рис. 6. Пространственное распределение коэффициента потерь при рассеянии 30 ГГц волн на вертикальных препятствиях, полученное методом однонаправленного (а) и методом двунаправленного ПУ (6)

Для численного моделирования использовалась разработанная автором программная библиотека на языке Python 3 [29].

Заключение

Несмотря на очень маленькую по сравнению с размерами расчетной области длину волны, современные численные методы для ПУ способны обеспечить эффективное решение задачи. Метод ПУ позволяет корректно учитывать неоднородности среды распространения. Конкретный численный метод лучше выбирать в зависимости от условий распространения. Результаты моделирования представляются в наглядной форме в виде пространственного распределения потерь.

Список используемых источников

1. Rappaport T.S., Sun S., Mayzus R., Zhao H., Azar Y., Wang K., et al. Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It will work! // IEEE Access. 2013. Vol. 1. PP. 335–349. DOI:10.1109/ACCESS.2013.2260813

2. Salous S., Degli Esposti V., Fuschini F., Thomae R.S., Mueller R., Dupleich D., et al. Millimeter-Wave Propagation: Characterization and modeling toward fifth-generation systems // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2016. Vol. 58. Iss. 6. PP. 115–127. DOI:10.1109/MAP.2016.2609815

3. Rappaport T.S., Xing Y., MacCartney G.R., Molisch A.F., Mellios E., Zhang J. Overview of Millimeter Wave Communications for Fifth Generation (5G) Wireless Networks – With a Focus on Propagation Models // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2017. Vol. 65. Iss. 12. PP. 6213–6230. DOI:10.1109/TAP.2017.2734243

4. Petrov V., Komarov M., Moltchanov D., Jornet J.M., Koucheryavy Y. Interference and Sinr in Millimeter Wave and Terahertz Communication Systems With Blocking and Directional Antennas // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2017. Vol. 16. Iss. 3. PP. 1791–1808. DOI:10.1109/TWC.2017.2654351

5. Shafi M., Molisch A.F., Smith P.J., Haustein T., Zhu P., De Silva P. et al. 5G: A Tutorial Overview of Standards, Trials, Challenges, Deployment, and Practice // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 2017. Vol. 35. Iss. 6. PP. 1201–1221. DOI:10.1109/JSAC.2017.2692307

6. Janaswamy R. Radiowave Propagation and Smart Antennas for Wireless Communications. New York: Kluwer Academic Publishers, 2001. 331 p.

7. Jörke P., Böcker S., Liedmann F., Wietfeld C. Urban channel models for smart city IoT-networks based on empirical measurements of LoRa-links at 433 and 868 MHz // Proceedings of the 28th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC, Montreal, Canada, 8–13 October 2017). Piscataway, NJ: IEEE, 2017. DOI:10.1109/PIMRC.2017.8292708

8. Crabtree C., Kern H.L. Using Electromagnetic Signal Propagation Models for Radio and Television Broadcasts: An Introduction // Political Analysis. 2018. Vol. 26. Iss. 3. PP. 348–355. DOI:10.1017/pan.2018.8

9. Фокин Г.А. Обзор моделей радиоканала связи с беспилотными летательными аппаратами // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 4. С. 85–101. DOI:10.31854/1813-324Х-2018-4-4-85-101

10. Lytaev M.S., Vladyko A.G. On Application of Parabolic Equation Method to Propagation Modeling in Millimeter-Wave Bands // Proceedings of the 10th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT, Moscow, Russia, 5–9 November 2018). Piscataway, NJ: IEEE, 2018. DOI:10.1109/ICUMT.2018.8631206

11. Levy M. Parabolic Equation Methods for Electromagnetic Wave Propagation. London: The Institution of Electrical Engineers, 2000. 336 p.

12. Permyakov V.A., Mikhailov M.S., Malevich E.S. Analysis of Propagation of Electromagnetic Waves in Difficult Conditions by the Parabolic Equation Method // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2019. Vol. 67. Iss. 4. PP. 2167–2175. DOI:10.1109/TAP.2019.2905674

13. Леонтович М.А., Фок В.А. Решение задачи о распространении электромагнитных волн вдоль поверхности Земли по методу параболического уравнения // Журнал экспериментальной и теоретической физики. 1946. Т. 16. С. 557–573.

14. Lytaev M.S., Vladyko A.G. Split-step Padé Approximations of the Helmholtz Equation for Radio Coverage Prediction over Irregular Terrain // Proceedings of Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO, Riga, Latvia, 15–16 November 2018). Piscataway, NJ: IEEE, 2018. PP. 179–184. DOI:10.1109/RTUWO.2018.8587886

15. Thalhammer M. High-order Exponential Operator Splitting Methods for Time-Dependent Schrödinger Equations // SIAM Journal on Numerical Analysis. 2008. Vol. 46. Iss. 4. PP. 2022–2038. DOI:10.1137/060674636

16. Sprouse C.R., Ra'id S.A. An Angle-Dependent Impedance Boundary Condition for the Split-Step Parabolic Equation Method // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2012. Vol. 60. Iss. 2. PP. 964–970. DOI:10.1109/TAP.2011.2173107

17. Lytaev M.S. Nonlocal Boundary Conditions for Split-Step Padé Approximations of the Helmholtz Equation With Modified Refractive Index // IEEE Antennas Wireless Propagation Letters. 2018. Vol. 17. Iss. 8. PP. 1561–1565. DOI:10.1109/ LAWP.2018.2855086

18. Baker G.A. Jr., Graves-Morris P. Padé Approximants. Cambridge: Cambridge University Press, 1996. 760 p.

19. Collins M.D. A split-step Padé solution for the parabolic equation method // The Journal of the Acoustical Society of America. 1993. Vol. 93. Iss. 4. PP. 1736–1742. DOI:10.1121/1.406739

20. Ehrhardt M., Zisowsky A. Discrete non-local boundary conditions for split-step Padé approximations of the one-way Helmholtz equation // Journal of Computational and Applied Mathematics. 2007. Vol. 200. Iss. 2. PP. 471–490. DOI:10.1016/ j.cam.2006.01.001

21. Ozgun O. Recursive Two-Way Parabolic Equation Approach for Modeling Terrain Effects in Tropospheric Propagation // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2009. Vol. 57. Iss. 9. PP. 2706–2714. DOI:10.1109/TAP.2009.2027166

22. Лытаев М.С. Численный метод расчета тропосферного распространения электромагнитных волн в задачах построения геоинформационных систем дистанционного мониторинга // Труды СПИИРАН. 2018. № 1(56). С. 195–213. DOI:10.15622/sp.56.9

23. Mikhailov M.S., Komarov A.A. Extension of the Parabolic Equation Method in the Time Domain // Proceedings of

Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-Toyama, Toyama, Japan, 1–4 August 2018). Piscataway, NJ: IEEE, 2018. PP. 357–361. DOI:10.23919/PIERS.2018.8598045

24. Рекомендация МСЭ-R Р.676-11 (09/2016). Затухание в атмосферных газах.

25. Рекомендация МСЭ-R Р.838-3 (2005). Модель погонного ослабления в дожде, используемая в методах прогнозирования.

26. Shrestha S., Choi D.Y. Rain attenuation statistics over millimeter wave bands in South Korea // Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics. 2017. Vol. 152–153. PP. 1–10. DOI:10.1016/j.jastp.2016.11.004

27. Hong E.S., Lane S. Murrell D., Tarasenko N, Christodoulou C., Keeley J. Estimating Rain Attenuation at 72 and 84 GHz From Raindrop Size Distribution Measurements in Albuquerque, NM, USA // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. 2019. DOI:10.1109/LGRS.2019.2893906

28. Sheng N., Liao C., Lin W., Zhang Q., Bai R. Modeling of Millimeter-Wave Propagation in Rain Based on Parabolic Equation Method // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2014. Vol. 13. PP. 3–6. DOI:10.1109/LAWP.2013.2294737

29. Wave-propagation. URL: https://github.com/mikelytaev/wave-propagation (дата обращения: 25.03.2019).

* * *

PATH LOSS MODELLING IN MILLIMETER WAVE RADIO CHANEL BY THE PARABOLIC EQUATION METHOD

A. Vladyko¹, M. Lytaev¹

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

Article info

Article in Russian

For citation: Vladyko A., Lytaev M. Path Loss Modelling in Millimeter Wave Radio Chanel by the Parabolic Equation Method. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(2):108–116. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-2-108-116

Abstract: Modern wireless communication systems are increasingly penetrating into the millimeter wave rangres. Therefore, there is a need to develop reliable methods for calculating the characteristics of the wave propagation in the millimeter wave bands under various conditions. In this research we investigate the possibility of using the deterministic methods based on the numerical solution of the wave equation. This approach gives an opportunity to calculate and visualize such effects as diffraction, scattering, attenuation and refraction of the radio waves. Specific spatial structure of the radio channel can be taken into account. The well-proven parabolic equation method is used. The modern approaches to the numerical solution of the parabolic equation and the features of their application to the propagation of millimeter waves are considered. Numerical examples under various propagation conditions are given.

Keywords: wave propagation, radio channel, millimeter waves, parabolic equation, 5G.

References

1. Rappaport T.S., Sun S., Mayzus R., Zhao H., Azar Y., Wang K., et al. Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It will work! *IEEE Access*. 2013;1:335–349. Available from: https://doi.org/10.1109/ACCESS.2013.2260813

2. Salous S., Degli Esposti V., Fuschini F., Thomae R.S., Mueller R., Dupleich D., et al. Millimeter-Wave Propagation: Characterization and modeling toward fifth-generation systems. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 2016;58(6):115–127. Available from: https://doi.org/10.1109/MAP.2016.2609815

3. Rappaport T.S., Xing Y., MacCartney G.R., Molisch A.F., Mellios E., Zhang J. Overview of Millimeter Wave Communications for Fifth Generation (5G) Wireless Networks – With a Focus on Propagation Models. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2017;65(12):6213–6230. Available from: https://doi.org/10.1109/TAP.2017.2734243

4. Petrov V., Komarov M., Moltchanov D., Jornet J.M., Koucheryavy Y. Interference and Sinr in Millimeter Wave and Terahertz Communication Systems With Blocking and Directional Antennas. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2017;16(3):1791–1808. Available from: https://doi.org/10.1109/TWC.2017.2654351

5. Shafi M., Molisch A.F., Smith P.J., Haustein T., Zhu P., De Silva P. et al. 5G: A Tutorial Overview of Standards, Trials, Challenges, Deployment, and Practice. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 2017;35(6):1201–1221. Available from: https://doi.org/10.1109/JSAC.2017.2692307

6. Janaswamy R. *Radiowave Propagation and Smart Antennas for Wireless Communications*. New York: Kluwer Academic Publishers; 2001. 331 p.

7. Jörke P., Böcker S., Liedmann F., Wietfeld C. Urban channel models for smart city IoT-networks based on empirical measurements of LoRa-links at 433 and 868 MHz. *Proceedings of the 28th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), 8–13 October 2017, Montreal, Canada*. Piscataway, NJ: IEEE; 2017. Available from: https://doi.org/10.1109/PIMRC.2017.8292708

8. Crabtree C., Kern H.L. Using Electromagnetic Signal Propagation Models for Radio and Television Broadcasts: An Introduction. *Political Analysis*. 2018;26(3):348–355. Available from: https://doi.org/10.1017/pan.2018.8

9. Fokin G. Survey of Radio Communication Channel Models for Unmanned Aerial Vehicles. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2018;4(4):85–101. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.31854/1813-324X-2018-4-3-85-101

10. Lytaev M.S., Vladyko A.G. On Application of Parabolic Equation Method to Propagation Modeling in Millimeter-Wave Bands. *Proceedings of the 10th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT), 5–9 November 2018, Moscow, Russia.* Piscataway, NJ: IEEE; 2018. Available from: https://doi.org/10.1109/ICUMT.2018.8631206

11. Levy M. Parabolic Equation Methods for Electromagnetic Wave Propagation. London: The Institution of Electrical Engineers; 2000. 336 p.

12. Permyakov V.A., Mikhailov M.S., Malevich E.S. Analysis of Propagation of Electromagnetic Waves in Difficult Conditions by the Parabolic Equation Method. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2019;67(4):2167–2175. Available from: https://doi.org/10.1109/TAP.2019.2905674

13. Leontovich M.A., Fok V.A. Reshenie zadachi o rasprostranenii elektromagnitnykh voln vdol poverkhnosti Zemli po metodu parabolicheskogo uravneniia [Solution of the Problem of the Propagation of Electromagnetic Waves Along the Surface of the Earth Using the Parabolic Equation Method]. *Journal of Experimental and Theoretical Physics*. 1946;16:557–573. (in Russ.)

14. Lytaev M.S., Vladyko A.G. Split-step Padé Approximations of the Helmholtz Equation for Radio Coverage Prediction over Irregular Terrain. *Proceedings of Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO), 15–16 November 2018, Riga, Latvia.* Piscataway, NJ: IEEE; 2018. p.179–184. Available from: https://doi.org/10.1109/RTUW0.2018.8587886

15. Thalhammer M. High-order Exponential Operator Splitting Methods for Time-Dependent Schrödinger Equations. *SIAM Journal on Numerical Analysis*. 2008;46(4):2022–2038. Available from: https://doi.org/10.1137/060674636

16. Sprouse C.R., Ra'id S.A. An Angle-Dependent Impedance Boundary Condition for the Split-Step Parabolic Equation Method. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2012:60(2):964–970. Available from: https://doi.org/10.1109/TAP.2011. 2173107

17. Lytaev M.S. Nonlocal Boundary Conditions for Split-Step Padé Approximations of the Helmholtz Equation With Modified Refractive Index. *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*. 2018;17(8):1561–1565. Available from: https://doi.org/10.1109/LAWP.2018.2855086

18. Baker G.A. Jr., Graves-Morris P. Padé Approximants. Cambridge: Cambridge University Press; 1996. 760 p.

19. Collins M.D. A split-step Padé solution for the parabolic equation method. *The Journal of the Acoustical Society of America*. 1993;93(4):1736–1742. Available from: https://doi.org/10.1121/1.406739

20. Ehrhardt M., Zisowsky A. Discrete non-local boundary conditions for split-step Padé approximations of the one-way Helmholtz equation. *Journal of Computational and Applied Mathematics*. 2007;200(2):471–490. Available from: https://doi.org/10.1016/j.cam.2006.01.001

21. Ozgun O. Recursive Two-Way Parabolic Equation Approach for Modeling Terrain Effects in Tropospheric Propagation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2009;57(9):2706–2714. Available from: https://doi.org/10.1109/TAP.2009. 2027166

22. Lytaev M.S. A Numerical Method for Estimating Troposheric Radio Wave Propagation for Remote Monitoring Geoinformation Systems. *SPIIRAS Proceedings*. 2018;1(56):195–213. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.15622/sp.56.9

23. Mikhailov M.S., Komarov A.A. Extension of the Parabolic Equation Method in the Time Domain. *Proceedings of Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS-Toyama), 1–4 August 2018, Toyama, Japan.* Piscataway, NJ: IEEE; 2018. p.357–361. Available from: https://doi.org/10.23919/PIERS.2018.8598045

24. Rec. ITU-R P.676-11. Attenuation by atmospheric gases.

25. Rec. ITU-R P.838-3. Specific attenuation model for rain for use in prediction methods. 2005.

26. Shrestha S., Choi D.Y. Rain attenuation statistics over millimeter wave bands in South Korea. *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics*. 2017;152–153:1–10. Available from: https://doi.org/10.1016/j.jastp.2016.11.004

27. Hong E.S., Lane S. Murrell D., Tarasenko N, Christodoulou C., Keeley J. Estimating Rain Attenuation at 72 and 84 GHz From Raindrop Size Distribution Measurements in Albuquerque, NM, USA. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*. 2019. Available from: https://doi.org/10.1109/LGRS.2019.2893906

28. Sheng N., Liao C., Lin W., Zhang Q., Bai R. Modeling of Millimeter-Wave Propagation in Rain Based on Parabolic Equation Method. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2014;13:3–6. Available from: https://doi.org/10.1109/LAWP. 2013.2294737

29. Wave-propagation. Available from: https://github.com/mikelytaev/wave-propagation [Accessed 25th March 2019]

СОВМЕСТНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ С ПОВЫШЕННОЙ КОНТРАСТНОСТЬЮ СИГНАЛЬНЫХ КОМПОНЕНТ В ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОМ ПРОСТРАНСТВЕ (продолжение обзора)

С.В. Дворников^{1*}

¹Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного, Санкт-Петербург, 194064, Российская Федерация *Адрес для переписки: practicdsv@yandex.ru

Информация о статье УДК 621.391 Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Дворников С.В. Совместные распределения с повышенной контрастностью сигнальных компонент в частотно-временном пространстве: продолжение обзора // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 2. С. 117–125. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-2-117-125

Аннотация: Представлен аналитический обзор наиболее известных методов повышения контрастности матриц совместных распределений на основе учета информации об их энтропии. Показаны возможности преобразования Хоу. Обоснована продуктивность перехода к совместным преобразованиям Вигнер-Хоу, представлены теоретические и практические результаты, подтверждающие повышение контрастности сигнальных компонент в частотно-временном пространстве. Приведены примеры моделирования. Показаны достоинства и ограничения указанных подходов.

Ключевые слова: частотно-временны́е распределения, преобразования Вигнера-Хоу, методы вторичной обработки совместных распределений.

117

Введение

Методы совместной обработки сигналов в частотно-временном пространстве, обобщенные в [1], находят широкое применение в различных областях прикладной физики и радиотехнике.

Развитие этого подхода в [2–12] позволяет рассматривать его как вполне сформировавшуюся теорию билинейных распределений, теоретические основы которой и ее практические аспекты достаточно полно освещены в [13–27].

Новые достижения науки открывают перспективы для дальнейшего развития теоретической основы методов анализа и синтеза энергетических процессов со сложной структурой. Так, в [6, 12, 28] рассмотрены методы вторичной обработки матриц совместных распределений энергии на основе применения процедур переназначения, формирования маргинальных форм, а также использования их функций моментов высоких порядков. Однако разнообразие подходов к усовершенствованию форм описаний совместных распределений не ограничивается указанными методами. В настоящем обзоре предлагаются не менее оригинальные способы повышения контрастности сигнальных компонент в условиях сложной помеховой обстановки.

Метод усовершенствования форм представления сигналов на основе учета информации об энтропии их матриц распределения энергии

В общем случае возможности псевдораспределений, описанные в работе Claasen T.A.C.M., Meclenbrauker W.F.G. [29], ограничиваются возможностями функции-окна по выделению сигнальных компонент и подавлению интерференционного фона. Как правило, их применение оправдано для сигналов с достаточно низкой динамикой изменения параметров на интервале наблюдения. Однако для кратковременных сигналов со сложной структурой применение псевдораспределений ведет к сглаживанию (усреднению) энергии в пределах кластеров их частотно-временного разрешения. Указанные обстоятельства стимулируют к поиску продуктивных решений, к числу которых следует отнести и методы повышения контрастности матриц совместных распределений на основе учета информации об их энтропии, а также с использованием преобразования Хоу (Hou T.Y.) [30].

Как известно, классической мерой измерения информации является формула энтропии, предложенная Шенноном [5]:

$$I_{Sh} = -\int_{-\infty}^{\infty} \omega(x) \log_2 \omega(x) dx, \qquad (1)$$

где $\omega(x)$ – в общем случае функция плотности распределения вероятности величины *x*.

К сожалению, непосредственное применение (1) затруднено ввиду того, что оно корректно работает только с положительными значениями и в качестве аргумента использует вероятностные величины, полученные по результатам статистической обработки. Если же в качестве $\omega(x)$ рассматривать выборки из матриц частотно-временных распределений (ЧВР), то требуется учитывать наличие в них отрицательных значений. С учетом указанных обстоятельств, в большей степени применим показатель, аналогичный информационному критерию Реньи, который и лежит в основе метода усовершенствования, предложенного в [31]:

$$I_R^{\alpha_R} = \frac{1}{1 - \alpha_R} \log_2 \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \omega^{\alpha_R}(x) \ dx \right\},$$
(2)

где α_R характеризует отклонение состояния системы от равновесного состояния.

В своем представлении формула Реньи является более общей по отношению к (1), поскольку при $\alpha_R \rightarrow 1$ выражение (2) становится адекватным формуле Шеннона. С точки зрения ее практического применения в [32] обоснован выбор $\alpha_R = 3$, при котором выражение (2) принимает вид:

$$I_R^3 = -\frac{1}{2}\log_2\left\{\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\rho^3(f,t) \ dfdt\right\}.$$
 (3)

Следует отметить, что результат $I_R^{\alpha_R}$ измеряется в битах, поэтому при наличии в пределах матрицы распределения одного элементарного сигнала получится один бит информации 2⁰, для двух сигналов имеем 2¹, для четырех – 2² и т. д.

Важным моментом здесь является то, что указанный результат достигается только как разность между энтропией Реньи для ЧВР с одним элементарным сигналом и двумя – ${}^2 I_R^{\alpha_R} - {}^1 I_R^{\alpha_R} \approx 1$.

Параметр $I_R^{\alpha_R}$ аналогичен информационному, что обеспечивает его продуктивное применение даже для обработки сигналов с априорно неизвестными параметрами.

Так, в таблице 1 представлены результаты измерения энтропии Реньи для сигнала частотной манипуляции (ЧМн) со случайным законом изменения информационной составляющей [6]. Табличный анализ показывает, что метод усовершенствования состоит в расчете показателя, аналогичного показателю энтропии по Реньи, на основе которого и делается заключение об информативности среза распределения. Тем самым, вполне может быть использован для оценки информационной составляющей ЧМн-сигнала, содержащегося в обрабатываемой выборке.

ТАБЛИЦА 1. Значение энтропии Реньи

Количество бит на реализацию	8	6,4	5,3	4,6	4	3,6	3,2	2,9	2,7
Энтропия по Реньи	2,54	2,48	2,46	2,41	2,37	2,36	2,36	2,35	2,4

Метод усовершенствования представлений кратковременных сигналов на основе применения преобразования Хоу

В классическом понимании обработка совместных распределений ведется с целью решения следующих частных задач:

– во-первых, при заданном значении вероятности ложной тревоги определить, содержится ли полезный сигнал в исследуемой выборке;

 во-вторых, в случае наличия полезного сигнала оценить его энергетические и частотно-временные параметры;

– в-третьих, распознать сигнал, т. е. провести его классификацию в соответствии с имеющейся базой эталонных образов.

Сущность усовершенствования метода в том, что требуемое решение может быть трансформировано из классической теории статистической радиотехники применительно к частотно-временным матрицам формируемых распределений [16]. В этом случае учет дополнительного параметра частоты по отношению к классическому подходу, использующему для этих целей только временной показатель, позволит в значительной степени повысить достоверность принятия решения на том или ином шаге рассматриваемой стратегии.

Следует отметить, что преимущество частотновременного подхода видится в том случае, когда не существует оптимального решения для выбранного критерия, поскольку он позволяет получить хотя бы подоптимальное решение за счет возможности учета частотной информации. Наличие дополнительной частотной информации позволяет повысить робастные свойства устройств обнаружения, например, при статистическом корреляционном анализе (в данном случае двумерном), с эталонными образами.

Учитывая свойства ЧВР класса Коэна по максимальной локализации сигнальной энергии вдоль линии его мгновенных частот, задачу распознавания можно в какой-то степени свести к задаче выделения на частотно-временной плоскости их траекторий. Один из способов указанного решения базируется на преобразовании Хоу [33]. Рассмотрим сигнал линейной частотной модуляции (ЛЧМ) z_{ρ} , представленный в полярных координатах на частотно-временной плоскости как ρz :

$$\rho z = x \cos\theta + y \sin\theta. \tag{4}$$

Тогда преобразование Вигнера от сигнала z_{ρ} позволит получить матрицу распределения энергии, представленную на рисунке 1.



Рис. 1. ЧВР Вигнера тестового ЛЧМ-сигнала z_р

Напомним, что распределение Вигнера представляет собой билинейную свертку сигнала z_a с его комплексно сопряженной копией z_a^* [1]:

$$\rho(f,t) = \int_{-\infty}^{+\infty} z_a^* \left(t - \frac{\tau}{2}\right) z_a \left(t + \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi f\tau} d\tau.$$
 (5)

Если теперь каждой точке изображения (ρ*z*, θ) поставить в соответствие синусоиду, амплитуда которой будет пропорциональна интенсивности энергии, то суммирование всех синусоид и даст преобразование Хоу (рисунок 2).



Рис. 2. Преобразование Хоу тестового сигнала z_o

Другими словами, интенсивность энергии сигнала каждой точки преобразования Хоу является суперпозицией всех синусоид для данной частотно-временной координаты распределения. Преобразование Хоу вполне может использоваться для обнаружения сигналов в шумах высокой интенсивности.

Поскольку любое ЧВР равномерно распределяет энергию шумов гауссовой структуры по всей частотно-временной плоскости в силу своих свойств [1], то локальные всплески на плоскости преобразования Хоу возможны только в случае наличия полезных сигналов в обрабатываемой выборке. Так, на рисунке 3 изображено преобразование Хоу

для сигнала $z_{\text{Тест}}(t) = \exp\left[j2\pi\left(f_0t + \frac{t^2\alpha_1}{2}\right)\right]$. Пик преобразования соответствует координатам максимальной интенсивности сигнала. Но по своей сути преобразование Хоу не отображает закона изменения мгновенной частоты обнаруживаемого сигнала, однако однозначно указывает на его наличие в обрабатываемой выборке.



Рис. 3. Преобразование Хоу тестового сигнала $z_{Tест}$

На практике более широкое применение получило так называемое преобразование Вигнера-Хоу, представляющее результат приложения преобразования Хоу к матрице ЧВР Вигнера [5].

Рассмотрим тестовый сигнал ЛЧМ в аддитивных шумах:

$$z_2(t) = \exp\left[j2\pi\left(f_0t + \frac{t^2\alpha_1}{2}\right)\right] + \eta(t), \tag{6}$$

где $\eta(t)$ – аддитивный шум, в общем случае гауссовой структуры.

Тогда, применяя преобразование Хоу к рассматриваемому в качестве исходных данных ЧВР Вигнера от $z_2(t)$, получим:

$$\rho_{h}(f_{0}, \alpha_{1}) = \int_{t_{1}}^{t_{2}} \rho_{W}(f_{0} + \alpha_{1}t, t) dt =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{t_{1}}^{t_{2}} z_{2}(t + \tau/2) z_{2}^{*}(t - \tau/2) \times$$

$$\times \exp[-j2\pi(f_{0} + \alpha_{1}t)\tau] dtd\tau.$$
(7)

Выражение (7), составляющее основу метода усовершенствования, называется преобразованием Вигнера-Хоу [6, 33]. Его применение сводится к процедурам сравнения результата ρ_h с некоторым порогом, регулирующим качество производимой оценки параметров (f_0 , α_1), в частности, с позиций их обнаружения, т.е. идентификации в пределах обрабатываемой матрицы. Благодаря свойству унитарности распределения Вигнера (выполнение условий формулы Мойала) можно показать, что тест на обнаружение сигнала, реализуемый посредством применения преобразования Вигнера-Хоу, асимптотически становится оптимальным при $T = t_2 - t_1$, стремящемся к бесконечности. И по своим возможностям он приближается к нижней границе Крамера-Рао [5, 32]. Следовательно, является более эффективным по отношению к тесту, базирующемуся на критерий максимального правдоподобия [34].

Основное достоинство рассматриваемого подхода состоит в том, что в нем не проводится оценка начальной фазы и амплитуды каждой составляющей при обработке многокомпонентных сигналов, которые, как правило, не являются информативными. Кроме того, сложность вычислительных процедур данного теста не зависит от количества составляющих обрабатываемого сигнала, чего о классических статистических тестах сказать нельзя. Продуктивность рассмотренного подхода иллюстрируют рисунки 4 и 5.

Так, на рисунке 4 изображено распределение Вигнера тестового сигнала $z_2(t)$ при ОСШ порядка -4 дБ (здесь отношение сигнал/шум измерялось в полосе сигнала).



Рис. 4. ЧВР Вигнера тестового сигнала z₂ в шумах

Очевидно, что применение теста обнаружения на основе ЧВР Вигнера в данном случае не приемлемо, поскольку частотно-временная плоскость не имеет явно выраженных всплесков сигнальной энергии вдоль линии мгновенной частоты, подчеркивающих наличие полезного излучения. Это притом, что ЧВР Вигнера наилучшим образом локализует энергию сигналов ЛЧМ [1, 13]. В то же время преобразование Хоу (см. рисунок 5) позволяет сделать однозначное заключение о наличии сигнала в обрабатываемой выборке.



Рис. 5. Преобразование Вигнера-Хоу тестового сигнала z₂ в шумах

С точки зрения объективности следует отметить, что рассмотренный в рамках предлагаемого метода тест является эффективным только для сигналов ЛЧМ. В отношении других классов излучений данный подход не является оптимальным, однако вполне может быть использован в обнаружителях [6]. Так, на рисунке 6 показаны результаты преобразования Вигнера-Хоу для фрагмента частотноманипулированного сигнала при ОСШ 3 дБ.



Рис. 6. Преобразование Вигнера-Хоу частотно-манипулированного сигнала в шумах

Характерный выброс на энергетической плоскости (см. рисунок 6) указывает на наличие полезного ЧМн-сигнала в обрабатываемой выборке. Но, учитывая случайный закон изменения информационной составляющей, можно предположить, что локализация всплеска на плоскости (ρz , θ) для данного вида сигналов уже не будет носить такой же детерминированный характер, как для ЛЧМсигналов, поэтому для повышения достоверности теста необходимо каждый раз уточнять порог принятия решения. В частности, для многокомпонентных сигналов применение данного подхода также связано с определенными трудностями при выборе порога принятия решения. Это связано с тем, что преобразование Вигнера-Хоу двух пересекающихся ЛЧМсигналов, соотношение амплитуд которых составляет 3 дБ, имеет ложные всплески (рисунок 7).



Рис. 7. Преобразование Вигнера-Хоу двух ЛЧМ-сигналов

Несмотря на указанные недостатки метода анализа на основе преобразования Вигнера-Хоу, можно ожидать, что практическое применение в совокупности с другими тестами позволит в значительной степени повысить достоверность процедур обработки, в частности, обнаружения.

Одной из наиболее распространенных задач анализа сигналов является вскрытие их регулярных изменений или особенностей на интервале обработки. С этой целью предлагается использовать такую характеристику, как экспонента Холдера (другое название экспонента Липшица или экспонента масштабирования) [35].

Практическая направленность экспоненты Холдера, как инструмента анализа определена в [36], в частности, получено ее аналитическое представление. Так, если сигнал z(t) удовлетворяет условиям Холдера *Hol*, т. е. существует такая постоянная *C*, что:

$$|z(\tau) - z(t)| \le C |\tau - t|^{Hol}, \ 0 < Hol < 1,$$
 (8)

то такой сигнал можно представить как значение экспоненты, при возведении в степень которой разность временно́го аргумента будет пропорциональна разности значений сигнала z(t) в данном промежутке времени [35].

Если рассмотреть вейвлет-преобразование этого сигнала $W_{\psi}(t, a; \psi)$ в базисе материнского вейвлета { ψ } так, чтобы произведение [$t \times \psi(t)$] было абсолютно интегрируемой величиной, то:

$$|W_{\psi}(t,a;\psi)| \leq C |a|^{Hol+1/2} \int_{-\infty}^{\infty} |t|^{Hol} |\psi(t)| dt =$$
(9a)
= $O[|a|^{Hol+1/2}] \quad \forall t.$

Или в терминах масштабограммы, когда $a \to 0$ (параметр масштаба стремится к нулю), имеем:

$$E\left[\left|W_{\psi}(t,a;\psi)\right|^{2}\right] \approx |a|^{2Hol+1}, a \to 0, \qquad (96)$$

где *E*[*] – знак усреднения.

Анализ преобразований (9) показывает, что различного рода регулярности сигнала хорошо просматриваются на его масштабограмме преимущественно в области малых значений масштабирующего множителя. Следует отметить, что в вейвлетпреобразовании масштабирование осуществляется вдоль частотного направления, но аналогичное масштабирование с таким же успехом можно осуществлять и вдоль оси времени. Это в значительной степени упростит процедуру отслеживания временны́х регулярностей сигнала. Тогда для каждого сдвига сигнала формулу (8) можно представить в следующем виде:

$$|t_0 + \tau) - z(t_0)| \le C |\tau|^{Hol(t_0)}, \quad 0 < Hol(t_0) < 1$$
 (10)

Особенность выражения (10) состоит в том, что сигнал на каждом временном сдвиге т представляется в базисе экспоненциальных функций Холдера $\{Hol(t_0)\}$.

В соответствии с (10) выражение (8) примет следующий вид:

$$\begin{aligned} |W_{\psi}(t,a;\psi)| &\leq C |a|^{Hol+1/2} \int_{-\infty}^{\infty} |t|^{Hol} |\psi(t)| dt + \\ &+ C |t-t_{0}|^{Hol(t_{0})} \int_{-\infty}^{\infty} |t|^{Hol(t_{0})} |\psi(t)| dt = \\ &= O \left[|a|^{Hol(t_{0})+1/2} + |t-t_{0}|^{Hol(t_{0})} \right]. \end{aligned}$$
(11)

Выражение (11) позволяет получить отображение регулярностей сигнала в области малых значений его масштабограммы при временной локализации. Важной особенностью рассматриваемого преобразования является его обратимость, т.е. соответствующее уменьшение вейвлет-коэффициентов при декомпозиции сигнала позволяет выявить и оценить его локальные регулярности.

Таким образом, с учетом сделанных преобразований можно определить новый вид преставлений, а именно – представлений в базисе функций Холдера [6, 36].

В соответствии с (10) спектральное разложение сигнала с увеличением числа базисных функций асимптотически будет сходиться к экспоненциальному преобразованию Холдера:

$$\hat{z}(v) \approx |v|^{-(1+2Hol(t_0))} \exp(j2\pi v t_0)$$
, при $|v| \to \infty$ (12)

Рассмотренная методология применима ко всем распределениям аффинного класса [8–12]. Более того, полученное уравнение (12) в значительной степени позволяет упростить процедуры расчета активной формы распределения Ундербергера [5, 6]:

 $\varpi_U(a,t) \approx |a|^{2(1+Hol(t_0))} \delta(t-t_0),$ при $a \to 0.$ (13)

В соответствии с (13) значения распределения Ундербергера в каждой точке плоскости определяются законом изменения масштабирующего множителя. Следовательно, экспоненциальное преобразование Холдера любого нестационарного сигнала существенно упрощает процедуры оценивания его временны́х регулярностей. Так на рисунке 8 представлен сигнал – экспонента Холдера и его масштабограмма.



Рис. 8. Экспонента Холдера (а) и его масштабограмма (б)

Из градиентного анализа результатов можно сделать вывод, что характеру временных изменений сигнала в наибольшей степени соответствуют частотные представления масштабограммы в области малых значений масштабирующего множителя.

Заключение

Представленные выше теоретические результаты можно рассматривать в качестве основы для усовершенствования научно-методического аппарата, построенного на элементах теории билинейных распределений.

Они еще раз подчеркивают широту границ практической применимости методов частотно-временно́го и масштабно-временно́го анализа, базирующегося на уникальных свойствах локализации энергии в билинейных распределениях.

Следует отметить, что методология Вигнера, основанная на обработке спектральных представлений автокорреляции сигналов с избыточной (как минимум удвоенной) дискретизацией в частотно-временном пространстве, является лишь инструментом анализа их тонкой структуры. Никакой новой информации при этом извлечь не удается. Однако именно контрастность совместных распределений позволяет по-новому подойти к оценке локальных неоднородностей в интересах последующих исследований.

Очевидно, что предметная область рассмотренных подходов не ограничивается вопросами только анализа сигналов. Можно предположить, что их применение в интересах повышения помехоустойчивости передачи информации в рамках [37–40], также позволит получить интересные результаты. Новые предметные области все более ярко раскрывают возможности совместного анализа.

Список используемых источников

1. Cohen L. Time-Frequency Distribution – a Review // Proceedings of the IEEE. 1989. Vol. 77. Iss. 7. PP. 941–981. DOI:10.1109/5.30749

2. Boashash B. Time-Frequency Signal Analysis // In: Advances in Spectrum Estimation and Array Processing. N. J.: Prentice Hall, 1990. PP. 418–517.

3. Hlawatsch F., Krattenthaler W. Bilinear signal synthesis // IEEE Transactions on Signal Processing. 1992. Vol. 40. Iss. 2. PP. 352–363. DOI:10.1109/78.1249454

4. Cohen L. The scale representation // IEEE Transactions on Signal Processing. 1993. Vol. 41. Iss. 12. PP. 3275–3292. DOI:10.1109/78.258073

5. Cohen L. Time-Frequency Analysis. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1995. 299 p.

6. Дворников С.В. Теоретические основы синтеза билинейных распределений. СПб.: Издательство Политехнического университета, 2007. 268 с.

7. Flandrin P. Time-Frequency / Time-Scale Analysis. San Diego: Academic Press, 1999 (translated by Stöckler from the French editions, Temps-frequency. Paris: Hermes, 1993).

8. Дворников С.В. Теоретические основы синтеза билинейных распределений энергии нестационарных процессов в частотно-временном пространстве: обзор // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 1. С. 47–60. DOI:10.31854/1813-324X-2018-1-47-60

9. Дворников С.В. Билинейные распределения с пониженным уровнем интерференционного фона в частотновременном пространстве: продолжение обзора // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 2. С. 69–81. DOI:10.31854/1813-324X-2018-2-69-81

10. Дворников С.В. Билинейные масштабно-временные распределения энергии аффинного класса в частотновременном пространстве: продолжение обзора // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 3. С. 26–44. DOI:10.31854/1813-324X-2018-4-3-26-44

11. Дворников С.В. Обобщенные гибридные масштабно-частотно-временные распределения в частотно-временном пространстве: продолжение обзора // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 4. С. 20–35. DOI:10.31854/ 1813-324X-2018-4-4-20-35

12. Дворников С.В. Методология совершенствования форм представления совместных распределений в частотно-временном пространстве: продолжение обзора // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 1. С. 96–106. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-1-96-106

13. Дворников С.В. Теоретические основы синтеза частотно-временных представлений класса Коэна // Информация и космос. 2008. № 3. С. 16–24.

14. Дворников С.В., Кудрявцев А.М. Теоретические основы частотно-временного анализа кратковременных сигналов: монография. СПб.: ВАС, 2010. 240 с.

15. Дворников С.В., Алексеева Т.Е. Распределение Алексеева и его применение в задачах частотно-временной обработки сигналов // Информация и космос. 2006. № 3. С. 9–20.

Алексеев А.А., Кириллов А.Б. Технический анализ сигналов и распознавание радиоизлучений. СПб.: ВАС, 1998. 368 с.
 Дворников С.В. Проблема поиска сигналов источников информации при радиомониторинге // Мобильные си-

стемы. 2007. № 4. С. 33–35.

18. Дворников С.В., Бородин Е.Ю., Маджар Х., Махлуф Ю.Х. Частотно-временное оценивание параметров сигналов на основе функций огибающих плотности распределения их энергии // Информация и космос. 2007. № 4. С. 41–45.

19. Дворников С.В., Яхеев А.Ф. Метод измерения параметров кратковременных сигналов на основе распределения Алексеева // Информация и космос. 2011. № 1. С. 66–74.

20. Дворников С.В., Железняк В.К., Храмов Р.Н., Желнин С.Р., Медведев М.В., Симонов А.Н., Сауков А.М. Метод обнаружения радиоизлучений на основе частотно-временного распределения Алексеева // Научное приборостроение. 2006. Т. 16. № 1. С. 107–115.

21. Дворников С.В., Осадчий А.И., Дворников С.С., Родин Д.В. Демодуляция сигналов на основе обработки их модифицированных распределений // Контроль. Диагностика. 2010. № 10. С. 46–54.

22. Яхеев А.Ф., Дворников С.В. Измерение параметров сигналов на основе оптимизации формы распределения Алексеева // Наукоемкие технологии. 2009. Т. 10. № 1. С. 25–28.

23. Дворников С.В. Демодуляция сигналов на основе обработки их модифицированных частотно-временных распределений // Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 7–11.

24. 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.

25. Дворников С.В., Дворников С.С., Спирин А.М. Синтез манипулированных сигналов на основе вейвлет-функций // Информационные технологии. 2013. № 12. С. 52–55.

26. Дворников С.В. Теоретические основы представления сигнала в аналитическом виде функциями его огибающей и полной фазы // Научное приборостроение. 2006. Т. 16. № 4. С. 106–111.

27. Дворников С.В., Желнин С.Р., Медведев М.В. Метод формирования признаков распознавания сигналов диапазона декаметровых волн по их вейвлет-коэффициентам, рассчитанным на основе лифтинговой схемы // Информация и космос. 2006. № 2. С. 68–73.

28. Auger F., Flandrin P. Improving the readability of time-frequency and time-scale representation by the reassignment method // IEEE Transactions on Signal Processing. 1995. Vol. 43. Iss. 5. PP. 1068–1089. DOI:10.1109/78.382394

29. Claasen T.A.C.M., Meclenbrauker W.F.G. The Wigner Distribution – a Tool for Time-Frequency Signal Analysis. Part 1, 2, 3 // Philips Journal of Research. 1980. Vol. 35. PP. 217–250, 276–300, 372–389.

30. Hou T.Y., Shi Z. Data-driven time-frequency analysis // Applied and Computational Harmonic Analysis. 2013. Vol. 35. Iss. 2. PP. 284–308. DOI:10.1016/j.acha.2012.10.001

31. Renyi A. On Measures of Entropy and Information // Proceedings of the 4th Berkeley Symposium on Mathematical, Statistics and Probability. 1960. Vol. 1. PP. 547–561.

32. Baraniuk R.G., Flandrin P., Janssen A.J.E.M., Michel O.J.J. Measuring time-frequency information content using the Renyi entropies // IEEE Transactions on Information Theory. 2001. Vol. 47. Iss. 4. PP. 1391–1409. DOI:10.1109/18.923723

33. Barbarossa S. Analysis of multicomponent LFM signals by a combined Wigner-Hough transform // IEEE Transactions on Signal Processing. 1995. Vol. 43. Iss. 6. PP. 1511–1515. DOI:10.1109/78.388866

34. Дворников С.В. Метод обнаружения сигналов диапазона ВЧ на основе двухэтапного алгоритма принятия решения // Научное приборостроение. 2005. Т. 15. № 3. С. 114–119.

35. Mallat S., Hwang W.L. Singularity detection and processing with wavelets // IEEE Transactions on Information Theory. 1992. Vol. 38. Iss. 2. PP. 617–639. DOI:10.1109/18.119727

36. Rioul O., Flandrin P. Time-scale energy distributions: a general class extending wavelet transforms // IEEE Transactions on Signal Processing. 1992. Vol. 40. Iss. 7. PP. 1746–1754. DOI:10.1109/78.143446

37. Дворников С.В., Пшеничников А.В., Манаенко С.С., Бурыкин Д.А., Кузнецов Д.А. Теоретические положения повышения помехоустойчивости сигнально-кодовых конструкций квадратурных сигналов // Информация и космос. 2015. № 3. С. 13-16.

38. Дворников С.В., Дворников С.С., Спирин А.М. Синтез манипулированных сигналов на основе вейвлет-функций // Информационные технологии. 2013. № 12. С. 52–55.

39. Дворников С.В., Пшеничников А.В., Манаенко С.С. Помехоустойчивая модель сигнала КАМ-16 с трансформированным созвездием // Информационные технологии. 2015. Т. 21. № 9. С. 685–689.

40. Дворников С.В., Манаенко С.С., Дворников С.С., Погорелов А.А. Синтез фазоманипулированных вейвлетсигналов // Информационные технологии. 2015. Т. 21. № 2. С. 140–143.

* * *

JOINT DISTRIBUTIONS WITH IMPROVED CONTRAST OF SIGNAL COMPONENTS IN TIME-FREQUENCY SPACE (continued review)

S. Dvornikov¹

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

Article info

Article in Russian

For citation: Dvornikov S. Joint Distributions with Improved Contrast of Signal Components in Time-Frequency Space: Continued Review. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(2):117–125. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-2-117-125

Abstract: An analytical review of known methods for increasing the contrast of matrices of joint distributions based on information about their entropy is presented. The possibilities of the Hough transform. Justified the transition to joint transformations of the Wigner-Hough Theoretical and practical results confirming the increase of the signal components contrast in the time-frequency space are presented. Examples of modeling are given. The advantages and limitations of these approaches are shown.

Keywords: time-frequency distributions, Wigner-Hough transformations, methods of secondary processing of joint distributions.

References

1. Cohen L. Time-Frequency Distribution – a Review. *Proceedings of the IEEE*. 1989;77(7):941–981. Available from: https://doi.org/10.1109/5.30749

2. Boashash B. Time-Frequency Signal Analysis. In: Haykin S. (eds.) *Advances is Spectrum Estimation and Array Processing*. N. J., USA: Prentice Hall; 1990. p.418–517.

3. Hlawatsch F., Krattenthaler W. Bilinear signal synthesis. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 1992;40(2):352–363. Available from: https://doi.org/10.1109/78.124945

4. Cohen L. The scale representation. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 1993;41(12):3275–3292. Available from: https://doi.org/10.1109/78.258073

5. Cohen L. *Time-Frequency Analysis*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall; 1995. 299 p.

6. Dvornikov S.V. *Teoreticheskie osnovy sinteza bilineinykh raspredelenii* [Theoretical Basis for the Synthesis of Bilinear Distributions]. St. Petersburg: Izdatelstvo Politekhnicheskogo universiteta Publ.; 2007. 268 p. (in Russ.)

7. Flandrin P. *Time-Frequency / Time-Scale Analysis*. San Diego: Academic Press; 1999. 386 p. (Translated by Stöckler from the French ed.: *Temps-frequency*. Paris: Hermes; 1993)

8. Dvornikov S. Theoretical Foundations of the Synthesis of Bilinear Energy Distributions of Non-Stationary Processes in the Frequency-Temporary Space: Review. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2018;4(1):47–60. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.31854/1813-324X-2018-1-47-60

9. Dvornikov S. Bilinear Time-Frequency Distributions with a Lowered Level of the Interference Background in the Frequency-Temporary Space: Continued Review. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2018;4(2):69–81. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.31854/1813-324X-2018-2-69-81

10. Dvornikov S. Bilinear Scale-Temporary Distributions of Energy of the Affine Class in the Frequency-Temporary Space: Continued Review. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2018;4(3):26–44. (in Russ.) Available from: https://doi. org/10.31854/1813-324X-2018-4-3-26-44

11. Dvornikov S. Generalized Hybrid Scale-Frequency-Time Distributions in Time-Frequency Space: Continued Review. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2018;4(4):20–35. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.31854/1813-324X-2018-4-4-20-35

12. Dvornikov S. Methodology of Improving Forms of Representation of Joint Distributions in the Time-Frequency Space: Continued Review. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(1):96–106. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-1-96-106

13. Dvornikov S.V. *Teoreticheskie osnovy sinteza chastotno-vremennykh predstavlenii klassa Koena* [Theoretical Foundations of the Synthesis of Time-Frequency Representations of the Cohen Class]. *Information and Space*. 2008;3:16–24. (in Russ.)

14. Dvornikov S.V., Kudryavtsev A.M. *Teoreticheskie osnovy chastotno-vremennogo analiza kratkovremennykh signalov: monografiia* [Theoretical Foundations of Time-Frequency Analysis of Short-Term Signals. Monograph]. St. Petersburg: Tele-communications Military Academy Publ.; 2010. 240 p. (in Russ.)

15. Dvornikov S.V., Alekseeva T.E. Raspredelenie Alekseeva i ego primenenie v zadachakh chastotno-vremennoi obrabotki signalov [Alekseev Distribution and Its Application in Frequency-Time Signal Processing Tasks]. *Information and Space*. 2006;3:9–20. (in Russ.)

16. Alekseev A.A., Kirillov A.B. *Tekhnicheskii analiz signalov i raspoznavanie radioizluchenii* [Technical Analysis of Signals and Recognition of Radio Emission]. St. Petersburg: Telecommunications Military Academy Publ.; 1998. 368 p. (in Russ.)

17. Dvornikov S.V. Searching of information sources in radio-monitoring. *Mobilnye sistemy*. 2007;4:33–35. (in Russ.) 18. Dvornikov S.V., Borodin E.I., Madzhar K., Makhluf I.K. Chastotno-vremennoe otsenivanie parametrov signalov na os-

nove funktsii ogibaiushchikh plotnosti raspredeleniia ikh energii [Frequency-Time Estimation of Signal Parameters Based on Envelope Functions of Their Energy Distribution Density]. *Information and Space*. 2007;4:41–45. (in Russ.)

19. Dvornikov S.V., Jakheev A.F. Metod izmereniia parametrov kratkovremennykh signalov na osnove raspredeleniia Alekseeva [Method for Measuring Short-Term Signal Parameters Based on Alekseev Distribution]. *Information and Space*. 2011;1:66–74. (in Russ.)

20. Dvornikov S.V., Zheleznyak V.K., Khramov R.N., Zhelnin S.R., Medvedev M.V., Simonov A.N., et al. Method of radio signal detection based on alexeev's time-frequency distribution [Method of Detection of Radio Emissions Based on the Time-Frequency Distribution of Alekseev]. *Nauchnoe Priborostroenie (Scientific Instrumentation)*. 2006;16(1):107–115. (in Russ.)

21. Dvornikov S.V., Osadchy A.I., Dvornikov S.S., Rodin D.V. Demodulation Based on Processing the Modified Distributions. *Testing. Diagnostics*. 2010;10:46–54. (in Russ.)

22. Jakheev A.F., Dvornikov S.V. Measurement of Signals' Parameters on the Basis of Advanced Alekseev's Distribution Form. *Science Intensive Technologies*. 2009;10(1):25–28. (in Russ.)

23. Dvornikov S.V. Demoduliatsiia signalov na osnove obrabotki ikh modifitsirovannykh chastotno-vremennykh raspredelenii [Demodulation of Signals Based on the Processing of Their Modified Time-Frequency Distributions]. *Digital Signal Processing*. 2009;2:7–11. (in Russ.)

24. 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.)

25. Dvornikov S.V., Dvornikov S.S., Spirin A.M. Syntheses of Manipulated Signals on the Base of Wavelet-Functions. *Information Technology*. 2013;12:52–55. (in Russ.)

26. Dvornikov S.V. Theory of analytic signal presentation by functions of signal envelope and total phase. *Nauchnoe Priborostroenie (Scientific Instrumentation)*. 2006;16(4):106–111. (in Russ.)

27. Dvornikov S.V., Zhelnin S.R., Medvedev M.V. Metod formirovaniia priznakov raspoznavaniia signalov diapazona dekametrovykh voln po ikh veivlet-koeffitsientam rasschitannym na osnove liftingovoi skhemy [The method of Forming Signs of Recognition of Signals in the Range of Decameter Waves by Their Wavelet Coefficients, Calculated on the Basis of a Lifting Scheme]. *Information and Space*. 2006;2:68–73. (in Russ.)

28. Auger F., Flandrin P. Improving the readability of time-frequency and time-scale representation by the reassignment method. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 1995;43(5):1068–1089. Available from: https://doi.org/10.1109/78.382394

29. Claasen T.A.C.M., Meclenbrauker W.F.G. The Wigner Distribution – a Tool for Time-Frequency Signal Analysis. Part 1, 2, 3. *Philips Journal of Research*. 1980;35:217–250,276–300,372–389.

30. Hou T.Y., Shi Z. Data-driven time-frequency analysis. *Applied and Computational Harmonic Analysis*. 2013;35(2):284–308. Available from: https://doi.org/10.1016/j.acha.2012.10.001

31. Renyi A. On Measures of Entropy and Information. *Proceedings of the 4th Berkeley Symposium on Mathematical, Statistics and Probability*. 1960;1:547–561.

32. Baraniuk R.G., Flandrin P., Janssen A.J.E.M., Michel O.J.J. Measuring time-frequency information content using the Renyi entropies. *IEEE Transactions on Information Theory*. 2001;47(4):1391–1409. Available from: https://doi.org/10.1109/18.923723

33. Barbarossa S. Analysis of multicomponent LFM signals by a combined Wigner-Hough transform. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 1995;43(6):1511–1515. Available from: https://doi.org/10.1109/78.388866

34. 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.)

35. Mallat S., Hwang W.L. Singularity detection and processing with wavelets. *IEEE Transactions on Information Theory*. 1992;38(2):617–639. Available from: https://doi.org/10.1109/18.119727

36. Rioul O., Flandrin P. Time-scale energy distributions: a general class extending wavelet transforms. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 1992;40(7):1746–1754. Available from: https://doi.org/10.1109/78.143446

37. Dvornikov S.V., Pshenichnicov A.V., Manaenko S.S., Burikin D.A., Kuznetsov D.A. Teoreticheskie polozheniia povysheniia pomekhoustoichivosti signalno-kodovykh konstruktsii kvadraturnykh signalov [Theoretical Provisions for Improving the Noise Immunity of Signal-Code Designs of Quadrature Signals]. *Information and Space*. 2015;3:13–16. (in Russ.)

38. Dvornikov S.V., Dvornikov S.S., Spirin A.M. Syntheses of Manipulated Signals on the Base of Wavelet-Functions. *Information Technology*. 2013;12:52–55. (in Russ.)

39. Dvornikov S.V., Pshenichnicov A.V., Manaenko S.S. Increased Noise Immunity Signal 16-QAM Constellation with Transformed. *Information Technology*. 2015;21(9):685–689. (in Russ.)

40. Dvornikov S.V., Manaenko S.S., Dvornikov S.S., Pogorelov A.A. Synthesis PSK Wavelet-Signal. *Information Technology*. 2015;21(2):140–143. (in Russ.)

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ СВОЕВРЕМЕННОСТИ ПЕРЕДАЧИ КОМАНД В СЕТИ ВОЗДУШНОЙ РАДИОСВЯЗИ НА КАЧЕСТВО НАВЕДЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА НА ЦЕЛЬ

С.И. Макаренко^{1, 2*}, А.В. Понаморев³

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

²000 «Корпорация «Интел групп»,

Санкт-Петербург, 197372, Российская Федерация

³Краснодарское высшее военное авиационное училище летчиков,

Краснодар, 350090, Российская Федерация

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

Информация о статье УДК 623.465 Язык статьи – русский

Ссылка для цитирования: Макаренко С.И., Понаморев А.В. Исследование влияния своевременности передачи команд в сети воздушной радиосвязи на качество наведения летательного аппарата на цель // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 2. С. 126–131. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-2-126-131

Аннотация: В известных работах вопросы совершенствования сетей воздушной радиосвязи не связаны с сутью целевых задач, решаемых летательными аппаратами специального назначения. При этом для летательных аппаратов противовоздушной обороны основной такой задачей является наведение аппарата на воздушную цель. Целью статьи является формализация и исследование влияния своевременности передачи команд в сети воздушной радиосвязи, на качество процесса наведения летательного аппарата на цель.

Ключевые слова: сеть воздушной радиосвязи, наведение на цель, вероятность наведения, своевременность, летательный аппарат.

Введение

В настоящее время стремительно развиваются сетевые информационные технологии, а их внедрение в достаточно консервативную отрасль специальной связи в виде новых сетевых технологий создает предпосылки для коренного изменения архитектуры и принципов построения сетей специальной связи. Особенную роль среди сетей специальной связи играют сети воздушной радиосвязи (СВРС), предназначенные для управления авиацией Воздушно-космических сил (ВКС). Развитие данных сетей приобретает особую актуальность из-за повышения роли авиации при отстаивании интересов России на удаленных театрах военных действий. В частности, актуальность развития данного направления продемонстрировала операция ВКС России в Сирии.

Вопросам совершенствования СВРС управления военной авиации посвящены работы В.С. Вербы [1], В.Н. Меркулова [1, 2], К.Л. Войткевича [3, 4], П.А. Федюнина и Е.В. Головченко [5, 6], М.С. Иванова и С.А. Попова [7-9], А.В. Аганесова [7, 8, 10-13], С.В. Смирнова [9, 14-16] и других ученых. Вместе с тем, вопросы совершенствования СВРС в известных работах не связаны с сутью решаемых летательными аппаратами (ЛА) ВКС боевых задач. При этом для ЛА - истребителей ВКС - основной такой задачей является их наведение на воздушную цель. При этом неисследованным остается вопрос влияния характеристик СВРС, по которой осуществляется передача команд управления с наземного пункта управления (ПУ) на ЛА, непосредственно на процесс наведения ЛА на воздушную цель. Наведение осуществляется путем выдачи автоматизированной системой (АСУ), размещенной на ПУ, формализованных команд управления на борт ЛА, по которым последний корректирует свой курс и высоту. Особенностью наведения ЛА в режиме АСУ является то, что команды управления формируются с определенной периодичностью (5-10 с), которая соответствует циклу управления АСУ. При этом АСУ учитывает взаимное положение ЛА и цели именно на момент формирования команд. Однако в процес-

се их доведения до ЛА по СВРС, возникают неучтенные задержки, которые приводят к тому, что на ЛА поступают «устаревшие» команды, которые не учитывают изменения их взаимного расположения ЛА, а также и цели за время передачи команд по СВРС.

Целью статьи является формализация в виде модели закономерности влияния своевременности передачи команд в СВРС (определяется временем задержки передачи команд с ПУ на ЛА), на качество процесса наведения ЛА на цель (определяется вероятностью правильного наведения ЛА на цель). В основу представленной модели положена формализация процессов наведения ЛА, изложенная в работе [17], которая продолжает цикл публикаций [9, 11–13, 18–24], посвященных вопросам совершенствования СВРС управления авиацией ВКС.

Постановка задачи на моделирование

Под вероятностью наведения ЛА будет пониматься вероятность того, что ошибки в положении вектора скорости ЛА в конце наведения относительно направления в расчетную упрежденную точку встречи с целью не превышают допустимых значений. Наведение ЛА на цель осуществляется в горизонтальной и вертикальной плоскостях путем передачи с ПУ на ЛА команд курса и набора высоты и изменения скорости (рисунок 1).



Рис. 1. Схема наведения ЛА на цель

Для наведения по курсу ЛА необходимо попасть в область, ограниченную допустимыми ошибками по курсу $\pm \Delta Q_{\text{доп}}$ и высоте $\pm \Delta H_{\text{доп}}$, которые ЛА сможет исправить в процессе самонаведения с помощью бортовой радиолокационной станции (РЛС). Допустимые ошибки наведения ($\pm \Delta Q_{\text{доп}}, \pm \Delta H_{\text{доп}}$) – это допустимые углы отклонения истинной траектории ЛА от рассчитанной на ПУ в положительном и отрицательном направлениях осей координат курса (*Q*) и высоты (*H*). ПУ наводит ЛА со случайными ошибками, распределенными по нормальному закону и характеризующимися среднеквадратическими отклонениями ошибок по курсу (σ_Q) и высоте (σ_H). Если цель маневрирует, то возникают динамические ошибки наведения ЛА по курсу m_Q и по высоте m_H (где m_Q и m_H – математические ожидания законов распределения ошибки наведения по курсу и по высоте). Таким образом, процесс наведения ЛА на цель носит стохастический характер, а его качество может быть оценено таким обобщенным показателем как вероятность правильного наведения (P_H).

Курс цели определяется наземными РЛС и обрабатывается АСУ на ПУ. На основе этих данных АСУ на ПУ формирует команды управления ЛА в каждом цикле управления в реальном масштабе времени. Таким образом, дополнительные задержки передачи команд управления с ПУ на ЛА по СВРС (*T*_{зад}) в режиме АСУ, с учетом высоких скоростей взаимного движения ЛА и цели, могут приводить к приему ЛА «устаревших» данных, что может привести к снижению вероятности наведения.

Целью моделирования является установление зависимости между задержкой передачи команд управления с ПУ на ЛА по СВРС ($T_{\text{зад}}$) и вероятностью его правильного наведения на цель (P_{H}).

Формализация модели

В работе [17] показано, что в общем случае вероятность наведения ЛА на цель имеет вид:

$$P_{\rm H} = P_{\rm H} \varrho \times P_{\rm H} H, \tag{1}$$

где P_{HQ} – вероятность наведения ЛА по курсу; P_{HH} – вероятность наведения ЛА по высоте.

Представим P_{HQ} и P_{HH} через параметры $\pm \Delta Q_{\text{доп}}$, σ_Q , σ_H , m_Q , m_H с учетом допущения о нормальном распределении ошибок определения координат ЛА и цели:

$$P_{\rm H} = \frac{1}{4} \left(\Phi\left(\frac{m_Q + \Delta Q_{\rm gon}}{\sigma_Q \sqrt{2}}\right) - \Phi\left(\frac{m_Q - \Delta Q_{\rm gon}}{\sigma_Q \sqrt{2}}\right) \right) \times \left(\Phi\left(\frac{m_H + \Delta H_{\rm gon}}{\sigma_H \sqrt{2}}\right) - \Phi\left(\frac{m_H - \Delta H_{\rm gon}}{\sigma_H \sqrt{2}}\right) \right),$$
(2)

где $\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$ – интеграл вероятности.

Допустим, что цель маневрирует только по курсу в этом случае $m_H = 0$. Тогда (2) с учетом $\pm \Delta H_{\text{доп}} = \pm \alpha D_{\text{обн}} (D_{\text{обн}} - дальность обнаружения бор$ товой РЛС) примет вид:

$$P_{\rm H} = \frac{1}{2} \left(\Phi \left(\frac{m_Q + \Delta Q_{\rm AOH}}{\sigma_Q \sqrt{2}} \right) - \Phi \left(\frac{m_Q - \Delta Q_{\rm AOH}}{\sigma_Q \sqrt{2}} \right) \right) \times \\ \times \Phi \left(\frac{\alpha D_{\rm o6H}}{\sigma_H \sqrt{2}} \right).$$
(3)

В работе [17] указывается, что ошибка в наведении ЛА на цель по высоте ведет к срыву боевой задачи. Тем самым делается вывод, что ЛА должен наводиться на цель без ошибок в вертикальной

плоскости. Для современных ЛА ошибка наведения по высоте не критична и с учетом этого можно ввести допущение об отсутствии динамических ошибок наведения ЛА в вертикальной плоскости. В этом случае $P_{\rm HH} = 1$, а выражение (3) примет вид:

$$P_{\rm H} = \frac{1}{2} \left(\Phi\left(\frac{m_Q + \Delta Q_{\rm don}}{\sigma_Q \sqrt{2}}\right) - \Phi\left(\frac{m_Q - \Delta Q_{\rm don}}{\sigma_Q \sqrt{2}}\right) \right). \tag{4}$$

В выражении (4) m_Q определяется маневром цели по курсу (в рад) и не зависит от ЛА и ПУ. Параметр $\Delta Q_{\text{доп}}$ определяется допустимыми ошибками по курсу, которые ЛА может исправить в процессе самонаведения (для ЛА типа СУ-27 этот показатель составляет порядка $\Delta Q_{\text{доп}} = 30^{\circ}$). Однако параметр σ_Q зависит от скорости ЛА, и самое главное, от момента формирования команд в АСУ и своевременности их передачи по СВСР на борт. Определим σ_Q как:

$$\sigma_Q^2 = \frac{\sigma_{V,\Pi A}^2}{v_{\Pi A}}.$$
 (5)

Средняя квадратичная ошибка в скорости ЛА $\sigma_{V_{\text{ЛА}}}^2$ при наведении зависит от скорости ЛА ($V_{\text{ЛА}}$) и задержки передачи команд управления на борт ЛА ($T_{\text{зад}}$). Допустим, что скорость ЛА $V_{\text{ЛА}}$ на этапе наведения является постоянной величиной. Тогда ошибка в определении его координат будет завесить только от задержки передачи команд:

$$\Delta x = \sigma_x = V_{\text{ЛA}} T_{\text{зад}}.$$
 (6)

Из-за ошибок в определении координат ЛА начала ($\Delta x_{\rm H}$) и конца ($\Delta x_{\rm K}$) отрезка, проходимого за время наблюдения $T_{\rm H}$ (которая соответствует дискретности выдачи команд АСУ с ПУ) возникают ошибки в определении скорости ЛА:

$$\Delta V_{\rm JA} = \frac{\Delta x_{\rm K} - \Delta x_{\rm H}}{T_{\rm H}}.$$
(7)

Из (7) определим дисперсию в определении скорости ЛА:

$$\sigma_{V_{AK}}^{2} = M[\Delta V_{AK}^{2}] = M\left[\frac{\Delta x_{K}^{2} + \Delta x_{H}^{2} - 2\Delta x_{K}\Delta x_{H}}{T_{H}^{2}}\right] = \frac{\sigma_{x_{K}}^{2} + \sigma_{x_{H}}^{2} + 2R_{x_{K}x_{H}}}{T_{H}^{2}}.$$
(8)

Вследствие независимости ошибок $\Delta x_{\rm H}$ и $\Delta x_{\rm K}$ корреляционный момент $R_{x_{\rm K}x_{\rm H}} = 0$, а $\sigma_{x_{\rm H}} = \sigma_{x_{\rm K}} = \sigma_{x}$. Поэтому:

$$\sigma_{V_{\rm AK}}^2 = \frac{2\sigma_x^2}{T_{\rm H}^2}.$$
(9)

Подставляя (6) в (9) и (9) в (5) получим:

$$\sigma_Q = \frac{\sigma_x \sqrt{2}}{T_{\rm H} V_{\rm AK}} = \frac{T_{\rm sag} \sqrt{2}}{T_{\rm H}}.$$
 (10)

Окончательно, подставив (10) в (4) получим функцию расчета вероятности наведения ЛА на цель (*P*_H), при управлении его с ПУ, в зависимости от своевременности передачи команд управления в CBPC (*T*_{зад}):

$$P_{\rm H} = \frac{1}{2} \left(\Phi\left(\frac{T_{\rm H}(m_Q + \Delta Q_{\rm don})}{2T_{\rm 3ad}}\right) - \Phi\left(\frac{T_{\rm H}(m_Q - \Delta Q_{\rm don})}{2T_{\rm 3ad}}\right) \right).$$
(11)

В выражении (11) физический смысл параметра m_Q – математическое ожидание маневра цели, которое направленно на уклонение от ЛА, выраженное в радианах. Физический смысл параметра $\Delta Q_{\text{доп}}$ – значение ошибок в определении курса цели (в том числе и вследствие ее маневра), которые ЛА может исправить самостоятельно по данным бортовой РЛС. Выражение $m_Q \pm \Delta Q_{\text{доп}}$ соответствует ошибкам в определении курса, которые ЛА не может исправить самостоятельно, и, соответственно, эта ошибка является определяющей при снижении вероятности наведения вследствие маневра цели.

Исследование вероятности наведения ЛА на цель в зависимости от своевременности передачи команд в СВРС

Качественные зависимости вероятности наведения ЛА на цель для различных значений маневра цели m_Q и своевременности передачи команд по каналу управления в СВРС представлена на рисунке 2.



Рис. 2. Вероятности наведения ЛА на цель при различных значениях маневра цели *m*_Q и своевременности передачи команд по каналу управления в СВРС

Анализ графических зависимостей (см. рисунок 2) позволяет сделать вывод: даже при наведении ЛА на не маневрирующую цель ($m_Q = 0$) задержки, возникающие при передаче команд в СРВС, приводят к значительному снижению вероятности наведения вследствие расхождения истинных координат ЛА и цели с рассчитанными в АСУ на момент выдачи команды.

Так как команды передаются в общем составе трафика циркулирующего в канале управления, а интенсивность этого трафика зависит от этапов полета и носит нестационарный характер, то для обеспечения заданного уровня вероятности наведения ЛА на цель необходимо адаптировать скорость канала управления ЛА в СВРС к интенсивности трафика в нем. Это позволит обеспечить при-

емлемую своевременность передачи команд управления, и как следствие – заданную вероятность наведения ЛА на цель.

Заключение

Представленная модель позволяет установить аналитическую зависимость между вероятностью наведения ЛА на цель и своевременностью передачи команд между ПУ и ЛА по каналу управления в СВРС. В результате исследования итоговой функциональной зависимости установлено, что даже при наведении ЛА на не маневрирующую цель, задержки, возникающие при передаче команд в СРВС, приводят к значительному снижению вероятности наведения вследствие расхождения истинных координат ЛА и цели с рассчитанными в АСУ на момент выдачи команды. Элементами новизны данной модели, отличающей ее от других моделей процесса наведения ЛА на цель, например [25–27], является то, что модель формализует процесс наведения истребителя ВКС на цель с учетом зависимости вероятности его наведения от средне-квадратичного отклонения определения курса цели и выдачи его на ЛА, которые в свою очередь зависят от своевременности передачи этих данных по каналу управления в составе СВРС.

Вместе с тем, представленная модель не учитывает координатометрию ЛА и цели, законы их управления, возможности наземных и бортовых РЛС по устранению ошибок путем самонаведения. Данные аспекты планируется учесть путем дальнейшего развития представленной в статье модели.

Список используемых источников

1. Верба В.С., Меркулов В.И. Теоретические и прикладные проблемы разработки систем радиоуправления нового поколения // Радиотехника. 2014. № 5. С. 39–44.

2. Меркулов В.И., Канащенков А.И., Чернов В.С., Дрогалин В.В., Антипов В.Н., Анцев Г.В. и др. Авиационные системы радиоуправления. Том 3. Системы командного радиоуправления. Автономные и комбинированные системы наведения. М.: Радиотехника, 2004. 320 с.

3. Войткевич К.Л. Методы управления трафиком в наземно-воздушных сетях связи. Дис. ... докт. техн. наук Нижний Новгород: НПП «Полет», 1998. 375 с.

4. Войткевич К.Л. Опыт по созданию бортовых комплексов связи для самолетов тактического звена управления // Системы и средства связи, телевидения и радиовещания. 2009. № 1–2. С. 42–43.

5. Головченко Е.В., Федюнин П.А., Дьяченко В.А., Стафеев М.А. Авиационные инфокоммуникационные сети: монография. Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2018. 157 с.

6. Федюнин П.А., Головченко Е.В., Афанасьев А.Д. Показатели устойчивости авиационной информационно-телекоммуникационной сети // Вестник Воронежского института ФСИН России. 2018. № 1. С. 118–122.

7. Аганесов А.В., Иванов М.С., Попов С.А. Применение Mesh-технологий в системах межсетевого обмена с целью повышения пропускной способности каналов связи // Охрана, безопасность, связь. 2017. № 1–1. С. 196–203.

8. Аганесов А.В., Иванов М.С., Попов С.А., Шунулин А.В. Повышение пропускной способности сети воздушнокосмической радиосвязи за счет использования Mesh-технологий в системах межсетевого обмена // Теория и техника радиосвязи. 2016. № 2. С. 12–16.

9. Смирнов С.В., Макаренко С.И., Иванов М.С., Попов С.А. Единая сеть воздушной радиосвязи управления авиацией с АК РЛДН основанная на децентрализованном принципе ретрансляции информационных потоков // Инфокоммуникационные технологии. 2018. Т. 16. № 1. С. 57–68. DOI:10.18469/ikt.2018.16.1.06

10. Аганесов А.В. Модель сети воздушной радиосвязи на основе протокола случайного множественного доступа CSMA/CA // Системы управления, связи и безопасности. 2015. № 1. С. 67–97.

11. Аганесов А.В., Макаренко С.И. Модель воздушно-космической сети связи с иерархическим принципом ретрансляции информационных потоков // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2015. № 4(20). С. 43–51.

12. Аганесов А.В., Макаренко С.И. Модель объединенной воздушно-космической сети связи с децентрализованным принципом ретрансляции информационных потоков на основе Mesh-технологий // Инфокоммуникационные технологии. 2016. Т. 14. № 1. С. 7–16. DOI:10.18469/ikt.2016.14.1.01

13. Аганесов А.В., Макаренко С.И. Балансировка информационной нагрузки между воздушным и космическим сегментами объединенной воздушно-космической сети связи построенной на основе Mesh-технологий // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. 2016. Т. 8. № 1. С. 17–25.

14. Смирнов С.В. Анализ исследований в области авиационной радиосвязи и обоснование перспективных путей совершенствования сетей радиосвязи управления авиацией с авиационного комплекса радиолокационного дозора и наведения // Системы управления, связи и безопасности. 2017. № 3. С. 1–27.

15. Смирнов С.В. Анализ способов и средств управления авиацией с авиационного комплекса радиолокационного дозора и наведения // Системы управления, связи и безопасности. 2017. № 2. С. 69–100.

16. Смирнов С.В. Модель сети воздушной радиосвязи для управления авиацией с авиационного комплекса радиолокационного дозора и наведения // Системы управления, связи и безопасности. 2017. № 2. С. 165–181.

17. Абрамов В.Н. Боевое применение и боевая эффективность авиационных комплексов войск ПВО страны. М.: Военное издательство МО СССР, 1979. 520 с.

18. Макаренко С.И., Сапожников В.И., Захаренко Г.И., Федосеев В.Е. Системы связи: учебное пособие для студентов (курсантов) вузов. Воронеж: ВАИУ, 2011. 285 с.

19. Макаренко С.И. Перспективы и проблемные вопросы развития сетей связи специального назначения // Системы управления, связи и безопасности. 2017. № 2. С. 18–68.

20. Макаренко С.И. Описательная модель сети связи специального назначения // Системы управления, связи и безопасности. 2017. № 2. С. 113–164.

21. Макаренко С.И. Робототехнические комплексы военного назначения – современное состояние и перспективы развития // Системы управления, связи и безопасности. 2016. № 2. С. 73–132.

22. Макаренко С.И. Адаптивное управление скоростями логических соединений в канале радиосвязи множественного доступа // Информационно-управляющие системы. 2008. № 6. С. 54–58.

23. Понаморев А.В. Анализ исследований и обоснование задач развития авиационных сетей воздушной радиосвязи боевого управления авиацией за счет адаптации каналов управления летательными аппаратами к параметрам передаваемого в них трафика // Экономика и качество систем связи. 2018. № 2(8). С. 42–52.

24. Понаморев А.В. Повышение эффективности функционирования сети воздушной радиосвязи боевого управления авиацией путем адаптации каналов управления к интенсивности передаваемого в них трафика // Экономика и качество систем связи. 2018. № 3(9). С. 29–46.

25. Анциферов А.А., Богданов А.В., Бондарев В.Н., Гарин Е.Н., Гончаров А.М., Кучин А.А. и др. Синтез оптимальных алгоритмов наведения летательных аппаратов на групповую воздушную цель // Журнал Сибирского федерального университета. Серия: Техника и технологии. 2017. № 10(2). С. 169–182. DOI:10.17516/1999-494X-2017-10-2-169-182

26. Киселев М.А. Методика и результаты решения задачи преследования подвижного объекта двухступенчатой динамической системой // Научный Вестник МГТУ ГА. 2017. Т. 20. № 2. С. 57–64.

27. Леньшин А.В., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Моделирование процесса самонаведения истребителя на маневренную воздушную цель в интересах оценки точности вычисления точки прицеливания // Вестник Воронежского института МВД России. 2012. № 1. С. 109–115.

* * *

STUDY OF THE IMPACT OF TIMELINESS OF COMMAND TRANSMISSION IN AN AIR RADIO COMMUNICATION NETWORK ON THE GUIDANCE QUALITY OF AN AIRCRAFT AT A TARGET

S. Makarenko^{1, 2}, A. Ponamorev³

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

²Intel Group Corporation ltd,

St. Petersburg, 197372, Russian Federation

³Krasnodar Higher Military Aviation College of Pilots,

Krasnodar, 350090, Russian Federation

Article info

Article in Russian

For citation: Makarenko S., Ponamorev A. Study of the Impact of Timeliness of Command Transmission in an Air Radio Communication Network on the Guidance Quality of an Aircraft at a Target. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(2):126–131. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-2-126-131

Abstract: There are papers in which improving the air radio communication networks. However, this improvement of the networks is not related to gist of the target tasks that are performed with special purpose aircrafts. At the same time, the main task of an air defense aircraft is to point the aircraft at an air target. The purpose of the paper is to formalize and study the impact of the timeliness of command transmission in the network on the guidance probability of the aircraft on the target.

Keywords: air radio communication network, targeting, probability of targeting, timeliness, aircraft.

References

1. Verba V.S., Merkulov V.I. Heoretical and practical problems of designing next generation of radio guidance systems. *Radiotekhnika*. 2014;5:39–44. (in Russ.)

2. Merkulov V.I., Konashenkov A.I., Chernov V.S., Dragalin V.V., Antipov V.N., Antsev G.V., et al. *Aviatsionnye sistemy radioupravleniia. Tom 3. Sistemy komandnogo radioupravleniia. Avtonomnye i kombinirovannye sistemy navedeniia* [Aviation Radio System. Volume 3. Command Radio Control. Autonomous and Combined Guidance System]. Moscow: Radiotekhnika Publ.; 2004. (in Russ.)

3. Voitkevich K.L. *Metody upravleniia trafikom v nazemno-vozdushnykh setiakh sviazi* [Methods of Traffic Management in Ground-Air Communication Networks]. D.Sc Thesis. Nizhni Novgorod: Nauchno-Proizvodstvennoe Predpriiatie Polet Publ.; 1998. (in Russ.)

4. Voitkevich K.L. Opyt po sozdaniiu bortovykh kompleksov sviazi dlia samoletov takticheskogo zvena upravleniia [Experience in Creating on-Board Communication Systems for Aircraft Tactical Control]. *Sistemy i sredstva sviazi, televideniia i radioveshchaniia*. 2009;1–2:42–43 (in Russ.)

5. Golovchenko E.V., Fedyunin P.A. Djachenko V.A., Stafeev M.A. *Aviacionnye infokommunikacionnye seti. Monografiya* [Aviation Infocommunication Networks. Monograph]. Voronehz: Military Ttraining and Scientific Center of the Air Force "Air Force Academy Named after Professor N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin" Publ.; 2018. 157 p. (in Russ.)

6. Fedyunin P.A., Golovchenko E.V., Afanasev A.D. Parameters of stability of aviation information and telecommunications network. *Vestnik of Voronezh Institute of the Russian Federal Penitentiary Service*. 2018;1:118–122. (in Russ.)

7. Aganesov A.V., Ivanov M.S., Popov S.A. Application Mesh-технологий in Systems of the Gateway Exchange for the Purpose of Increase of Throughput of Communication Channels. *Okhrana, bezopasnost, sviaz.* 2017;1–1:196–203. (in Russ.)

8. Aganesov A.V., Ivanov M.S., Popov S.A., Shunulin A.V. Increasing space-air communications system network bandwidth using mesh technology in interworking systems. *Radio Communication Theory and Equipment*. 2016;2:12–16. (in Russ.)

9. Smirnov S.V., Makarenko S.I., Ivanov M.S., Popov S.A. AWACS guided integrated aircraft control radio network based on decentralized routing. *Infokommunikacionnye tehnologii*. 2018;16(1): 57–68. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10. 18469/ikt.2018.16.1.06

10. Aganesov A.V. Model of Radio Network with CSMA/CA Protocol. *Systems of Control, Communication and Security*. 2015;1:67–97 (in Russ.)

11. Aganesov A.V., Makarenko S.I. Aerospace communications network model with traffic routing hierarchical principle. *Radio and telecommunication systems*. 2015;4(20):43–51. (in Russ.)

12. Aganesov A.V., Makarenko S.I. Model of united airspace network with decentralized traffic routing based on Mesh technologies. *Infocommunikacionnye tehnologii*. 2016;14(1):7–16. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.18469/ikt.2016.14.1.01

13. Aganesov A. V., Makarenko S. I. The traffic balancing method between aero and space segments in aerospace network based on Mesh-technology. *H&ES Research*. 2016;8(1):17–25. (in Russ.)

14. Smirnov S.V. Analysis of Researches in Field of Aeronautical Telecommunication and Justification of New Ways of Improvement of Radio Network of AWACS. *Systems of Control, Communication and Security*. 2017;3:1–27. (in Russ.)

15. Smirnov S.V. The Analysis of Ways and Means to Control the Aircrafts from AWACS. *Systems of Control, Communication and Security*. 2017;2:69–100. (in Russ.)

16. Smirnov S.V. Air radio network model for AWACS-controlled aircraft. *Systems of Control, Communication and Security*. 2017;2:165–181. (in Russ.)

17. Abramov V.N. *Boevoe primenenie i boevaya effektivnost' aviacionnyh kompleksov vojsk PVO strany* [Combat Use and Combat Effectiveness of Air Defense Systems of the Country]. Moscow: Ministry of Defence USSR Publ.; 1979. (in Russ.)

18. Makarenko S.I., Sapozhnikov V.I., Zakharenko G.I., Fedoseev V.E. *Sistemy sviazi* [Radio Communications System]. Voronezh: Military Aviation Engineering University Publ.; 2011. (in Russ.)

19. 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.)

20. Makarenko S.I. Descriptive Model of a Special Purpose Communication Network. *Systems of Control, Communication and Security*. 2017;2:113–164. (in Russ.)

21. Makarenko S.I. Military Robots – the Current State and Prospects of Improvement. *Systems of Control, Communication and Security*. 2016;2:73–132. (in Russ.)

22. Makarenko S.I. Adaptivnoe upravlenie skorostiami logicheskikh soedinenii v kanale radiosviazi mnozhestvennogo dostupa [Adaptive Control Speed Logical Connections in the Radio Multiaccess Channel]. *Information and Control Systems*. 2008;6:54–58. (in Russ.)

23. Ponamorev A.V. Analysis of research and justification of problems of the development of aviation radio communication networks for combat control of aviation by adapting the control channels of aircraft to the parameters of the traffic transmitted in them. *Ekonomika i kachestvo sistem svyazi*. 2018;2(8):42–52. (in Russ.)

24. Ponamorev A.V. Improving the efficiency of functioning the air radio communication network of a combat aviation management by adapting the control channels to the intensity of the transferable traffic. *Ekonomika i kachestvo sistem svyazi*. 2018;3(9):29–46. (in Russ.)

25. Antsiferov A.A., Bogdanov A.V., Bondarev V.N., Garin E.N., Goncharov A.M., Kuchin A.A., et al. Synthesis of Optimum Algorithms of Aircraft Guidance at the Group Aerial Target. *Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies*. 2017;10(2):169–182. (in Russ.) Available from: https://doi.org/10.17516/1999-494X-2017-10-2-169-182

26. Kiselev M.A. Methodology and results of mobile object pursuit problem solution with two-stage dynamic system. *Civil Aviation High Technologies*. 2017;20(2):57–64. (in Russ.)

27. Lenshin A.V., Likchachev V.P., Ryazantcev L.B. Modelling of the fighter homing guidance on maneuver air target for evaluation of the accuracy of computing aiming point. *Vestnik Voronezh Institute of the Ministry of Interior of Russia*. 2012;1:109–115. (in Russ.)

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

АГАФОНОВ Сергей Юрьевич	аспирант кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государ- ственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч- Бруевича, <u>agich 9@mail.ru</u>					
АЛЕКСЕЕВ Василий Геннадьевич	заместитель генерального директора ООО «Орион», <u>i@vasay.ru</u>					
БЫЛИНА Мария Сергеевна	кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры фотоники и линий связи Санкт-Петербургского государственного университета телеком- муникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, <u>BylinaMaria@mail.ru</u>					
ВИКУЛОВ Антон Сергеевич	аспирант кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербург ского государственного университета телекоммуникаций им. проф М.А. Бонч-Бруевича, <u>asv012016@gmail.com</u>					
ВЛАДИМИРОВ Сергей Сергеевич	кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университе та телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, vladimirov.opds@gmail.com					
ВЛАДЫКО Андрей Геннадьевич	кандидат технических наук, директор НИИ «Технологии связи» Сан Петербургского государственного университета телекоммуникал им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, <u>vladyko@sut.ru</u>					
ВОРОБЬЕВ Олег Владимирович	кандидат технических наук, профессор, заведующий кафедрой ради связи и вещания Санкт-Петербургского государственного университе телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, <u>vorobiev@bk.ru</u>					
ГАНБАЕВ Асиф Акиф оглы	преподаватель кафедры компьютерной инженерии и информационных технологий Бакинского университета инженерии, аспирант кафедры электроники и схемотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, <u>aqanbayev@beu.edu.az</u>					
ДАШКОВ Михаил Викторович	кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры линий связи и из- мерений в технике связи Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики, <u>mvd.srttc@gmail.com</u>					
ДВОРНИКОВ Сергей Викторович	доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиосвязи Во- енной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, <u>practicdsv@yandex.ru</u>					
ДИНЬ Чыонг Зюи	аспирант кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербург- ского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, <u>din.cz@spbgut.ru</u>					
ДУКЕЛЬСКИЙ Константин Владимирович	кандидат технических наук, доцент, проректор по научной работе Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуника- ций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, доцент кафедры проектирования и безопасности компьютерных систем Санкт-Петербургского националь- ного исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики, <u>vicerector.sc@sut.ru</u>					
КИРИЧЕК Руслан Валентинович	доктор технических наук, доцент кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, <u>kirichek.sut@mail.ru</u>					
КОГНОВИЦКИЙ Олег Станиславович	 доктор технических наук, профессор, профессор кафедры сетей связ передачи данных Санкт-Петербургского государственного универси та телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, kogn@yandex.ru 					
КОРЖИК Валерий Иванович	доктор технических наук, профессор, профессор кафедры защищенных систем связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, val-korzhik@vandex.ru					

КУЧЕРЯВЫЙ Андрей Евгеньевич	доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного универси- тета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, <u>akouch@mail.ru</u>
ЛАЗАРЕВ Виталий Олегович	аспирант кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского госу- дарственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч- Бруевича, <u>laviol.94@gmail.com</u>
ЛЫТАЕВ Михаил Сергеевич	аспирант кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербург- ского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, <u>mikelytaev@gmail.com</u>
МАКАРЕНКО Сергей Иванович	доктор технических наук, доцент, заместитель генерального директора по научной работе ООО «Корпорация «Интел групп», профессор кафед- ры информационной безопасности Санкт-Петербургского государ- ственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина), <u>mak-serg@yandex.ru</u>
МАКОЛКИНА Мария Александровна	кандидат технических наук, доцент кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета теле- коммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, <u>makolkina@list.ru</u>
ПАРАМОНОВ Александр Иванович	доктор технических наук, профессор кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телеком- муникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, <u>alex-in-spb@yandex.ru</u>
ПОНАМОРЕВ Алексей Валерьевич	преподаватель кафедры авиационного радиоэлектронного оборудования Краснодарского высшего военного авиационного училища летчиков, <u>dimalex25@bk.ru</u>
ПРАСОЛОВ Александр Александрович	старший преподаватель кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петер- бургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, <u>prasolov.alex@gmail.com</u>
СИВЕРС Мстислав Аркадьевич	доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиосвязи и вещания, почетный профессор Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, nadir@fppk.ru
ФИЛИН Владимир Алексеевич	доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой электро- ники и схемотехники Санкт-Петербургского государственного универ- ситета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, <u>filin vladimir@mail.ru</u>
ФОКИН Григорий Алексеевич	кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры радиосвязи и ве- щания Санкт-Петербургского государственного университета телеком- муникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, <u>grihafokin@gmail.com</u>
ЧАЙМАРДАНОВ Павел Александрович	аспирант кафедры фотоники и линий связи Санкт-Петербургского гос- ударственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч- Бруевича, <u>pchai@yandex.ru</u>
ЯБЛОЧКИН Константин Александрович	кандидат технических наук, доцент кафедры линий связи и измерений в технике связи Поволжского государственного университета телеком- муникаций и информатики, <u>yablochkink@mail.ru</u>

5-я Международная конференция молодых учёных «Интернет вещей и его приложения» "Искусственный интеллект в сетях связи 5G/IMT2020" 28-30 октября 2019, Санкт-Петербург, Россия

Международная научно-техническая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Интернет вещей и его приложения». Искусственный интеллект в сетях связи 5G/IMT-2020 / 5nd Young Researchers International Conference on the INternet of THings and ITs ENablers: "Artificial intelligence in 5G/IMT2020 networks". В этом году конференция INTHITEN отмечает первый юбилей и проводится как одно из направлений 11-го Международного конгресса по ультрасовременным телекоммуникациям и системам управления, который проходит в Ирландии, г. Дублин 28-30 октября 2019 года.

Труды конференции The 11th International Congress' Workshop on Ultra-Modern Telecommunications and Control Systems / The 5th Young Researchers International Conference on the Internet of Things and Its Enablers "Artificial intelligence in 5G/IMT2020 networks" будут проиндексированы в библиографических и реферативных базах данных Scopus, Web of Science и РИНЦ, а также в электронной библиотеке IEEE Xplore.

Стоит отметить, что конференция не первый год сплачивает российских и иностранных молодых ученых из СПбГУТ, РУДН, Технологического университета г.Тампере, Технологического университета г. Брно, что подтверждает актуальность необходимость проведения аналогичных мероприятий в будущем.

Конференция проводится при поддержке: российского Северо-Западного отделения общества «Технологии радиовещания и коммуникации» Института инженеров электротехники и электроники IEEE.

Научные направления конференции:

- Концепция Интернета вещей
- Беспроводные сенсорные сети
- Летающие сети, рои беспилотных летающих аппаратов
- Тактильный интернет
- Интернет Навыков
- Дополненная реальность
- Цифровая экономика
- Промышленный Интернет вещей
- Программно-конфигурируемые сети
- Технологии 5G / IMT-2020
- Сверхплотные гетерогенные сети
- Машинное обучение и искусственный интеллект в сетях связи
- Современные сетевые протоколы и архитектуры сигнализации
- Облачные решения для IoT
- Беспилотный автотранспорт
- Сетевая сегментация в сетях 5G/IMT-2020
- Сетевая безопасность устройств и приложений интернета вещей

Подробности на сайте: inthiten.org

Mecto проведения: Original Sokos Hotel Olympia Garden Батайский пер., 3А, Санкт-Петербург

<u>ДЛЯ ЗАМЕТОК</u>



Дизайн обложки – 000 «Комильфо»								
План издания научной литературы 2019 г., п. 2								
Подписано в печать	Услпеч. л.	Формат	Тираж	Заказ	Свободная цена			
27.06.2019	17	$60 \times 84_{1/8}$	1000 экз.	№ 1015				
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



