



Том 5. № 1  
2019

научный журнал

# ТРУДЫ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ СВЯЗИ

## Темы номера:

- ✓ Оптические волокна и солитоны в телекоммуникациях
- ✓ Влияние режима DRM-передатчика на качество аудиоконтента
- ✓ Классификация сетевых атак методами машинного обучения

Vol. 5. Iss. 1  
2019

PROCEEDING  
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

№ 1

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.ф.-м.н., проф., чл.-корр. 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.ф.-м.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

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

### 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-Bruевич 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-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunication
- Kovalgin Yu.A.** DSc, prof., The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunication
- Vladyko A.G.** PhD, The Bonch-Bruевич 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-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications» (SPbSUT)

**Post address:** 193232, Saint-Petersburg, Prospekt Bolshevnikov, 22/1  
**Phone:** +7 (812) 326-31-63, local 2022, +79643759970  
**E-mail:** [tuzs@spbgut.ru](mailto:tuzs@spbgut.ru)  
**Web:** <http://tuzs.sut.ru>  
**BK:** <http://vk.com/spbtuzs>

## СОДЕРЖАНИЕ

## CONTENTS

05.11.00		ПРИБОРОСТРОЕНИЕ, МЕТРОЛОГИЯ И ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ	
<i>Ананьев В.А., Демидов В.В., Леонов С.О., Никоноров Н.В.</i>	6	<i>Ananyev V., Demidov V., Leonov S., Nikonorov N.</i>	Hollow-core antiresonant fibers with a large effective mode area for operation in the near- and mid-IR spectral regions
Полые антирезонансные световоды с большой эффективной площадью модового поля для работы в ближней и средней ИК-областях спектра			
<i>Андреева Е.И., Былина М.С., Глаголев С.Ф., Доценко С.Э., Чаймарданов П.А.</i>	15	<i>Andreeva E., Bylina M., Glagolev S., Dotsenko S., Chaimardanov P.</i>	Properties of temporary optical solitons in optical fibers and the possibility of their use in telecommunications. Part 4
Свойства временных оптических солитонов в оптических волокнах и возможность их использования в телекоммуникациях. Часть 4			
<i>Горячев Н.В., Рогозинский Г.Г.</i>	25	<i>Goryachev N., Rogozinsky G.</i>	Modeling method of hardware sound synthesizers
Метод моделирования синтезаторов звуковых сигналов			
<i>Пахомов М.О.</i>	31	<i>Pakhomov M.</i>	Investigation of influence of electromechanical characteristics of electrodynamic transducers on sound quality perception
Исследование влияния электромеханических характеристик динамических громкоговорителей на слуховую заметность переходных искажений			
05.12.00		РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ	
<i>Аль Бахри М.С., Киричек Р.В., Сазонов Д.Д.</i>	42	<i>Al-Bahri M.S., Kirichek R., Sazonov D.</i>	A digital object architecture based internet of things devices identification system modeling
Моделирование системы идентификации устройств интернета вещей на базе архитектуры цифровых объектов			
<i>Зикратов И.А., Зикратова Т.В.</i>	48	<i>Zikratov I., Zikratova T.</i>	Optimization of the coverage zone of cellular communication by mathematical programming
Оптимизация зоны покрытия LTE-сетей методом динамического программирования			
<i>Ковалгин Ю.А., Сантуш В.</i>	56	<i>Kovalgin Y., Santos V.</i>	Influence of DRM-transmitter operation mode on the quality of audio content transmission in the low and medium frequency range
Влияние режима работы DRM-передатчика на качество передачи аудиоконтента в диапазоне низких и средних частот			
<i>Мухизи С., Парамонов А.И.</i>	64	<i>Muhizi S., Paramonov A.</i>	A traffic classification and prioritization model in software-defined networks
Метод классификации и приоритизации трафика в программно-конфигурируемых сетях			
<i>Симонина О.А., Цанк В.В.</i>	71	<i>Simonina O., Zank V.</i>	Research of the impact of the guard interval on the WI-FI quality parameters
Исследование влияния защитного интервала на показатели качества в сетях WI-FI			
<i>Фокин Г.А.</i>	78	<i>Fokin G.</i>	Principles and technologies of digital communication based on software defined radio: a review of modern trends in the field of creating a curriculum
Принципы и технологии цифровой связи на основе программно-конфигурируемого радио: обзор современных тенденций в области создания комплекса подготовки специалистов			
05.13.00		ИНФОРМАТИКА, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И УПРАВЛЕНИЕ	
<i>Дворников С.В.</i>	96	<i>Dvornikov S.</i>	Methodology of improving forms of representation of joint distributions in the time-frequency space (continued review)
Методология совершенствования форм представления совместных распределений в частотно-временном пространстве (продолжение обзора)			
<i>Кажемский М.А., Шелухин О.И.</i>	107	<i>Kazhenskiy M., Sheluhin O.</i>	Multiclass classification of attacks to information resources with machine learning techniques
Многоклассовая классификация сетевых атак на информационные ресурсы методами машинного обучения			
<i>Макаров Л.М., Протасеня С.В.</i>	116	<i>Makarov L., Protaseny S.</i>	The fractal simulation image of the quantum generator
Моделирование фрактального образа квантового генератора			
СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ		AUTHORS INDEX	
	124		

# 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**

# ПОЛЫЕ АНТИРЕЗОНАНСНЫЕ СВЕТОВОДЫ С БОЛЬШОЙ ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДЬЮ МОДОВОГО ПОЛЯ ДЛЯ РАБОТЫ В БЛИЖНЕЙ И СРЕДНЕЙ ИК-ОБЛАСТЯХ СПЕКТРА

В.А. Ананьев<sup>1,2</sup>, В.В. Демидов<sup>1\*</sup>, С.О. Леонов<sup>3</sup>, Н.В. Никоноров<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Научно-производственное объединение Государственный оптический институт им. С.И. Вавилова, Санкт-Петербург, 192171, Российская Федерация

<sup>2</sup>Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики, Санкт-Петербург, 197101, Российская Федерация

<sup>3</sup>Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана, Москва, 105005, Российская Федерация

\*Адрес для переписки: demidov@goi.ru

## Информация о статье

УДК 681.7.068, 535.3

Язык статьи – русский

**Ссылка для цитирования:** 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

**Аннотация:** Приведены данные о разработке и исследовании полых микроструктурированных световодов из кварцевого стекла, принцип работы которых основан на явлении антирезонансного отражения света. Для оптического элемента с сердцевинной диаметром 46 мкм, образованной шестью несоприкасающимися капиллярами диаметром 20 мкм с толщиной стенки 2,8 мкм, установлено существование, по меньшей мере, четырех областей пропускания сигнала в диапазоне длин волн от 1 до 4 мкм. С привлечением результатов численного моделирования и экспериментальных данных показано, что полученный световод характеризуется практически одномодовым режимом, обусловленным высоким уровнем затухания излучения группы высших пространственных мод, с эффективной площадью поля фундаментальной моды около 1000 мкм<sup>2</sup>.

**Ключевые слова:** микроструктурированный световод, полая сердцевина, явление антирезонанса, фундаментальная мода, эффективная площадь модового поля, затухание излучения.

## Введение

Современный этап развития волоконной оптики характеризуется интенсивными исследованиями в области создания стеклянных (преимущественно из кварцевого стекла) волоконных световодов для применения в технике специального назначения, в частности, легированных висмутом [1–5], радиационно-устойчивых [6–10], фоточувствительных [11–14], маломодовых [15–18], многосердцевинных [4, 15, 19], микроструктурированных [20–26], ориентированных как на расширение функциональных возможностей существующих устройств фотоники, лазерной физики и информационной техники, так и построение на их основе принципиально новых оптико-электронных приборов и систем.

В частности, световоды последнего из указанных типов, направляемые свойства которых обеспечиваются за счет формирования в стеклянной

матрице геометрически упорядоченного массива продольных пустот, рассматриваются в качестве перспективных оптических элементов для передачи, преобразования и генерации световых потоков с заданными пространственно-временными характеристиками и открывают возможности создания широкого класса устройств для работы в ближней и средней ИК-областях спектра.

В настоящее время наибольшее внимание исследователей сосредоточено на разработке и всестороннем изучении микроструктурированных световодов с полой сердцевинной и ограниченным количеством пустот [4, 27–31], принцип локализации электромагнитного излучения в которых базируется на эффектах, связанных с наличием и отсутствием резонансных явлений в оболочке. Это обусловлено рядом преимуществ таких световодов относительно аналогов, сердцевина которых выполнена

из стекла, а именно, возможностью направленной передачи световых потоков с высокой мощностью от лазеров ультракоротких импульсов, управления дисперсионными характеристиками и коэффициентом нелинейности, функционирования в спектральных областях фундаментального поглощения материала, из которого изготовлен световод. Не меньший интерес вызывают физические процессы, возникающие при заполнении сердцевин газовой средой с разным химическим составом, диэлектриками и полупроводниками.

Вместе с тем в области разработки и исследования полых микроструктурированных световодов рассматриваемого класса существует целый ряд нерешенных проблем, ограничивающих сферу их практического применения. Прежде всего это касается физического механизма формирования и удержания волноводных мод в сердцевине, особенно в таких оптических элементах, которые характеризуются сложной формой границы раздела сердцевинной и оболочечной, и влияния, оказываемого геометрическими параметрами световода, на модовый состав распространяющегося излучения. Вторая ключевая задача сводится к поиску взаимосвязи между топологией поперечной структуры, резонансными свойствами оболочки и спектральным положением максимумов пропускания, имеющего периодический характер. Следующей задачей становится минимизация затухания излучения, детерминированная, в том числе, фазовым распределением локализованных в материале капиллярных волн. Наконец, важной составляющей является наличие воспроизводимой технологии получения полых микроструктурированных световодов с заданными геометрическими параметрами, требующей использования многоступенчатого процесса высокотемпературного перетягивания заготовки в волоконный световод.

Целью настоящей работы было решение двух частных задач в рамках описанной выше проблематики – разработка базовых технологических принципов изготовления кварцевых микроструктурированных световодов с полостью сердцевинной сравнительно большого диаметра и исследование возможности достижения одномодового режима передачи излучения в оптическом элементе наиболее простой конструкции в ближней и средней ИК-областях спектра.

### Волноводный механизм

Обратимся к простейшей для реализации конструкции полого микроструктурированного световода, образованного системой из равноудаленных капилляров с идентичными геометрическими параметрами, примыкающих к внутренней поверхности конструктивной оболочки. Сердцевина в центральной части элемента характеризуется показателем преломления  $n_1$ , а материал, из которого выполнены капилляры и конструктивная оболочка, –  $n_2$ .

Согласно общепринятой теории, физический механизм локализации волноводных мод в сердцевине такого световода может быть описан с использованием модели ARROW [32]. В этой модели система из равноудаленных капилляров рассматривается в качестве квазирезонатора Фабри-Перо, который характеризуется собственной резонансной частотой (длиной волны). В случае, когда частота вводимого излучения совпадает или близка к собственной частоте квазирезонатора, оптический сигнал распространяется преимущественно в материале капилляров (рисунок 1а) и сравнительно быстро затухает в нем. Обратная картина наблюдается, когда частота вводимого излучения далека от собственной частоты квазирезонатора (выполняется условие антирезонанса): стенки капилляров выступают в качестве своеобразных отражателей, и оптический сигнал распространяется почти полностью в сердцевине (рисунок 1б). Принимая во внимание то обстоятельство, что квазирезонатор обладает дискретным набором собственных частот, реализованный на его основе полый световод характеризуется чередованием максимумов и минимумов пропускания по мере увеличения/уменьшения частоты излучения.

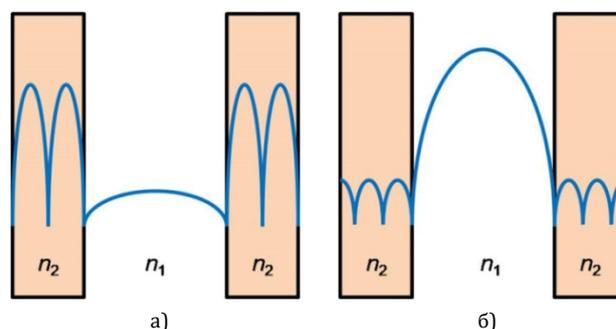


Рис. 1. Схематическое изображение квазирезонатора, образованного стенками капилляров оболочки световода, иллюстрирующее случаи резонанса (а) и антирезонанса (б)

Резонансная длина волны  $\lambda_m$  может быть определена из выражения [32]:

$$\lambda_m = \frac{2d}{m} \sqrt{n_2^2 - n_1^2}, \quad (1)$$

где  $d$  – толщина стенки капилляра;  $m$  – порядковый номер, начиная с 1, определяющий количество областей пропускания сигнала.

Для удобства, на основе формулы (1) может быть получено выражение для антирезонансной длины волны  $\lambda_{am}$ :

$$\lambda_{am} = \frac{4d}{(2m + 1)} \sqrt{n_2^2 - n_1^2}. \quad (2)$$

Полагая в формуле (2)  $n_1 = 1$  (воздух) и  $n_2 = 1,45$  (кварцевое стекло), становится очевидным, что для создания оптического элемента, работоспособного в ближней ИК-области спектра, толщина стенки каждого капилляра должна составлять приблизительно 1 мкм ( $d = 0,95$  мкм для работы на длине

волны 1,31 мкм и  $d = 1,1$  мкм для работы на длине волны 1,55 мкм). С другой стороны, для расширения функциональных возможностей полого световода в средней ИК-области спектра (существование, по меньшей мере, одной области пропускания в диапазоне длин волн от 2,5 до 4 мкм) целесообразно выбирать толщину стенки в пределах от 2 до 3 мкм. Добавим, что для корректной оценки спектрального положения областей пропускания сигнала с использованием формулы (2) необходимо учитывать зависимость показателя преломления кварцевого стекла от длины волны [33].

### Изготовление световода

Базируясь на имеющемся технологическом опыте получения кварцевых микроструктурированных световодов со стеклянной сердцевиной [23–26], авторами были разработаны технологические принципы изготовления световодов с полой сердцевиной. Для этого в трубе из кварцевого стекла ручным образом собиралась структура из шести соприкасающихся капилляров с идентичными геометрическими параметрами. Капилляры фиксировались определенным образом на внутренней поверхности трубы для предотвращения нарушения их взаимного расположения. Таким образом, формировалась незаполненная стеклом область сердцевины в центральной части сборки (рисунок 2а). Затем сборка помещалась в печь на башне вытягивания волоконных световодов, в которой разогревалась до температуры около 1900 °С и перетягивалась в полый световод. В процессе вытягивания осуществлялась подача избыточного давления в полости капилляров для предотвращения их схлопывания силами поверхностного натяжения.

Величина давления выбиралась, исходя из стремления добиться в световоде отношения диаметра капилляров к расстоянию между ними на уровне 0,6–0,7, обуславливающего, с одной стороны, отсутствие контакта между соседними капиллярами и, следовательно, сравнительно невысокую степень взаимодействия распространяющегося по сердцевине излучения со стенками капилляров, а с другой, – незначительное проникновение оптической мощности в пространство между капиллярами. Внешний диаметр полученного световода составил 130 мкм, диаметр сердцевины (определяемый как расстояние между стенками расположенных друг напротив друга капилляров) – 46 мкм, диаметр капилляров – 20 мкм, толщина стенки капилляров – 2,8 мкм (рисунок 2б).

Возвращаясь к аналитическому выражению (2), было рассчитано спектральное положение областей пропускания полученного световода. С учетом зависимости показателя преломления кварцевого стекла от длины волны, регламентируемой формулой Селмейера [33], оно составило: 1,26 ( $m = 4$ ); 1,61 ( $m = 3$ ); 2,22 ( $m = 2$ ); 3,55 ( $m = 1$ ) мкм.

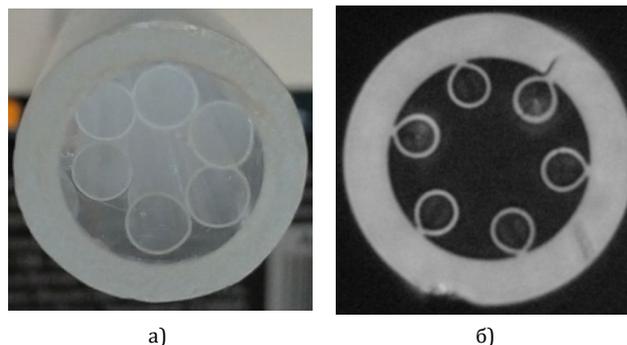


Рис. 2. Изображение поперечного сечения сборки полого микроструктурированного световода (а) и полученного из нее световода (б)

Отметим, что стремление к получению световода с сердцевиной столь большого размера было продиктовано несколькими соображениями, в частности, необходимостью функционирования в средней ИК-области спектра (определяемой толщиной стенки капилляров, увязанной с размером сердцевины), возможностью достижения значительной эффективной площади модового поля, обеспечивающей совместно с одномодовым режимом однозначную интерпретацию передаваемого оптического сигнала, удобством пространственного согласования с источниками излучения, не требующим применения сложных оптических схем, простотой технологического процесса изготовления световода.

### Численное моделирование

Для оценки достоверности результатов расчета спектрального положения областей пропускания полого световода с использованием аналитического выражения (2) в программной среде COMSOL Multiphysics [34] было произведено численное моделирование затухания излучения фундаментальной моды оптического элемента с геометрическими параметрами идентичными реально изготовленному. Использовалась модель световода с идеальным согласованным слоем в качестве неотражающего граничного условия для системы уравнений Максвелла [35]. Поиск мод выполнялся в плоскости поперечного сечения световода и основывался на решении системы линейных уравнений Максвелла для случая однородного изотропного диэлектрика в отсутствии свободных зарядов и токов. Система уравнений Максвелла сводилась к волновым уравнениям для векторов напряженности электрического ( $E$ ) и магнитного ( $B$ ) поля. В силу идентичности записи волновых уравнений для обоих указанных векторов приведем только выражение для вектора  $E$  [33]:

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu} \nabla \times E \right) - k_0^2 \varepsilon E = 0, \quad (3)$$

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

С учетом наличия идеального согласованного слоя уравнение (3) преобразовывалось к виду [36]:

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu'} \nabla \times \frac{1}{[S]} E \right) - k_0^2 \epsilon' \frac{1}{[S]} E = 0, \quad (4)$$

где  $\epsilon'$  и  $\mu'$  – модифицированные диэлектрическая и магнитная проницаемости соответственно;  $[S]$  – матрица коэффициентов идеального согласованного слоя [36].

Решением уравнения (4) было уравнение электромагнитной волны, распространяющейся вдоль направления оси световода ( $z$ ) [33]:

$$E(z, t) = E_0 \exp \left[ j \left( \omega t - \frac{\omega}{c} n_{eff} z \right) \right], \quad (5)$$

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

Вещественные части комплексных значений  $n_{eff}$  из уравнения (5), синтезированных в результате численного анализа, представляли собой значения эффективных показателей преломления мод световода. Их точная идентификация производилась путем сопоставления поперечных распределений оптической мощности и силовых линий поля с известными однозначно интерпретируемыми распределениями [37].

На рисунке 3 приведены зависимости эффективного показателя преломления фундаментальной моды ( $LP_{01}$ ) и ее затухания излучения от длины волны в полой микроструктурированном световоде с геометрическими параметрами, идентичными изготовленному, полученные с помощью метода конечных элементов в программной среде COMSOL Multiphysics. Размер единичного элемента сетки разбиения составлял 0,3 мкм, а из двух вещественных значений  $n_{eff}$  для поляризационных компонент пространственной моды выбиралось наибольшее.

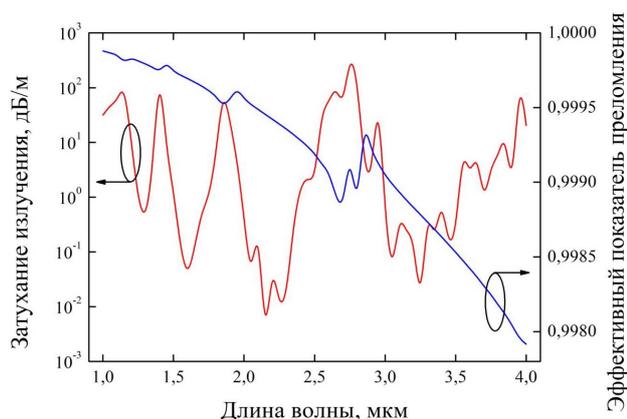


Рис. 3. Спектральные зависимости затухания излучения (красная линия) фундаментальной моды и ее эффективного показателя преломления (синяя линия)

**Примечание.** Здесь и далее в таблицах и на рисунках приводятся данные касательно полого микроструктурированного световода с сердцевинной диаметром 46 мкм и оболочкой на основе шести несоприкасающихся капилляров диаметром 20 мкм и толщиной стенки 2,8 мкм.

Как видно из рисунка 3, оптический элемент обладает четырьмя областями пропускания в спектральном диапазоне от 1 до 4 мкм, локализованными вблизи длин волн: 1,30; 1,60; 2,15; 3,25 мкм. Эти результаты хорошо соответствуют расчетным данным, полученным с использованием аналитической формулы (2). Области максимального пропускания чередуются с областями минимального пропускания, при этом последние характеризуются скачком эффективного показателя преломления фундаментальной моды, наиболее значительный из которых наблюдается в средней ИК-области спектра.

Скачок обусловлен нарушением условия антирезонанса, в результате которого на определенных частотах (длинах волн) эффективный показатель преломления фундаментальной моды сердцевинны становится близок по значению эффективному показателю преломления фундаментальной моды оболочки, происходит их взаимодействие, а по причине колоссального затухания излучения последней, на уровне  $10^2$ – $10^3$  дБ/м, световод становится фактически не пропускающим вблизи антирезонансной частоты.

Не менее важным результатом численного моделирования стало то обстоятельство, что оптический элемент рассматриваемой конструкции оказался не строго одномодовым, а поддерживающим распространение, по меньшей мере, четырех пространственных мод в каждой из четырех областей пропускания сигнала. В таблице 1 представлены расчетные данные затухания излучения группы наиболее конкурентных с фундаментальной высших мод  $LP_{11}$ ,  $LP_{21}$ ,  $LP_{02}$ , а на рисунке 4 – результаты численного моделирования их поперечного распределения интенсивности.

ТАБЛИЦА 1. Затухание излучения группы высших мод

Длина волны, мкм	$LP_{11}$ , дБ/м	$LP_{21}$ , дБ/м	$LP_{02}$ , дБ/м
1,30	2,76	158,85	725,39
1,60	0,18	2,203	4,73
2,15	0,41	5,96	13,60
3,25	1,93	38,18	74,79

Из представленных данных, а также оценки величины интеграла перекрытия модового поля с областью сердцевинны (рисунок 4) видно, что наибольшую конкуренцию моде  $LP_{01}$  оказывает первая высшая мода  $LP_{11}$ , темп затухания излучения которой может составлять менее 1 дБ/м.

С другой стороны, при эксплуатационном изгибе световода по диаметру 5 см этот параметр может достигать, по расчетам, не менее 1,8 дБ/м в каждой из рассматриваемых спектральных областей. В таком случае на длине световода 2–3 м примесь излучения высшей моды будет незначительной.

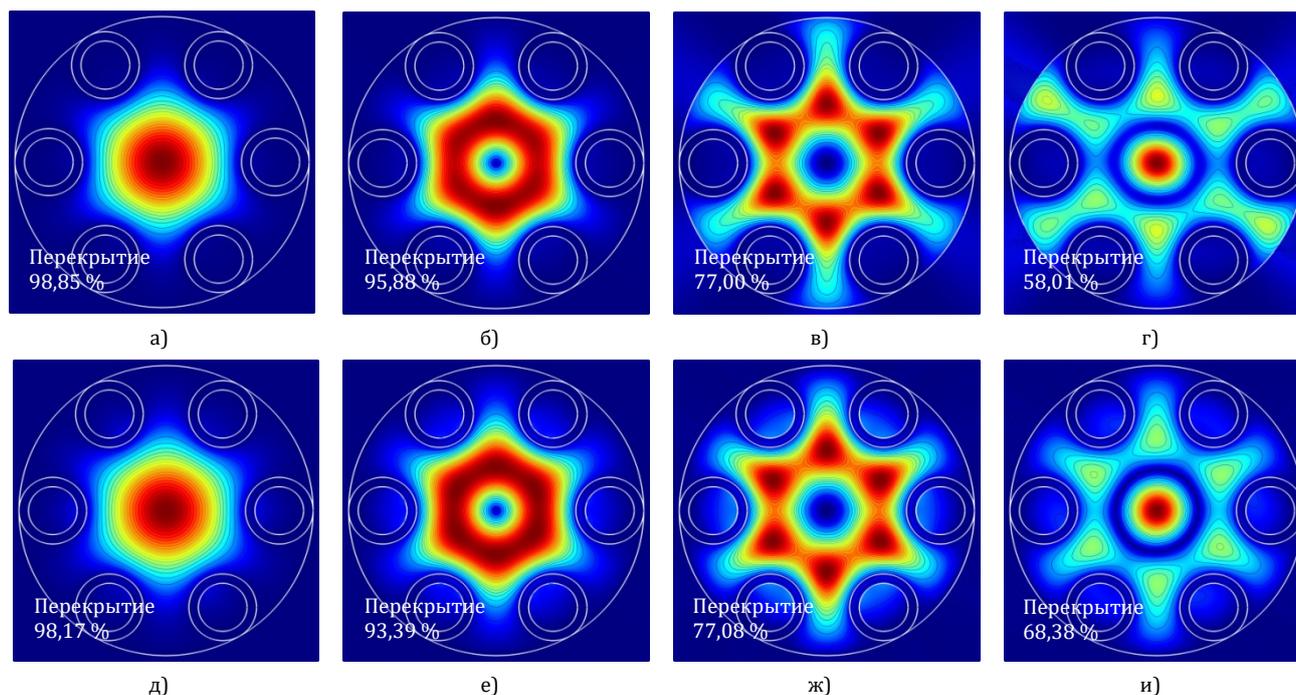


Рис. 4. Поперечные распределения интенсивности излучения первых четырех мод на длине волны 1,30 мкм: а)  $LP_{01}$ ; б)  $LP_{11}$ ; в)  $LP_{21}$ ; г)  $LP_{02}$ , и на длине волны 3,25 мкм: д)  $LP_{01}$ ; е)  $LP_{11}$ ; ж)  $LP_{21}$ ; и)  $LP_{02}$ . На изображениях приведены значения интеграла перекрытия модового поля с областью сердцевины

В части мод  $LP_{21}$  и  $LP_{02}$  обращает на себя внимание не столько слабая конкуренция по отношению к моде  $LP_{01}$ , сколько изменяющийся с увеличением длины волны характер модового распределения. Например, на длине волны 1,30 мкм вытекающее за пределы сердцевины поле мод сосредоточено преимущественно в пространстве между капиллярами, а на длине волны 3,25 мкм – в равной степени локализуется в пространстве между капиллярами и внутри капилляров. Это обстоятельство свидетельствует об усилении резонансных свойств оболочки по мере увеличения рабочей длины волны.

#### Экспериментальное исследование

Анализ характеристик полученного световода был бы неполным без экспериментальной оценки спектрального пропускания. Для решения этой задачи с применением стандартных методик были измерены уровень оптического сигнала в образце длиной 1 м, а затем – спектральная зависимость затухания излучения в образце длиной 0,5 м с однократным изгибом диаметром 5 см. В качестве источника излучения использовалась галогенная лампа. Изменение длины волны излучения осуществлялось с помощью монохроматора. Результаты измерений приведены на рисунке 5.

Как видно из рисунка 5, спектральное положение областей пропускания, соответствующих  $m = 3$  и  $m = 4$ , и тенденция к повышению уровня оптического сигнала по мере увеличения длины волны излучения коррелирует с полученными ранее аналитическими и численными данными, что может

служить косвенным подтверждением существования аналогичных областей в средней ИК-области спектра ( $m = 1$ ).

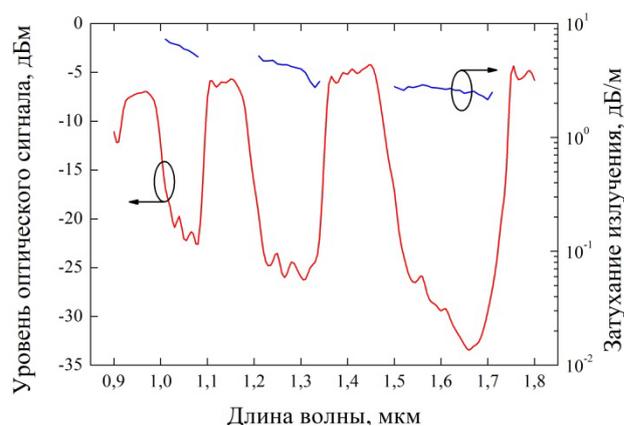


Рис. 5. Измеренные спектральные зависимости уровня оптического сигнала (красная линия) и затухания излучения (синяя линия)

Избыточное затухание, на уровне нескольких дБ/м, обусловлено, по нашему мнению, тремя факторами, – вытеканием поля моды  $LP_{01}$  на изгибе, отклонением геометрических параметров световода от идеальных, а также недостаточной степенью чистоты исходных материалов, которые использовались при изготовлении световода.

Дополнительно была произведена оценка размеров модового поля на выходе изогнутого световода. В качестве источника излучения использовался полупроводниковый лазер с длиной волны 1,55 мкм. Прошедший по образцу длиной 0,5 м оптический сигнал регистрировался на экране спектральной камеры. Возбуждение полого световода осу-

ществлялось с помощью стандартного одномодового световода типа SMF28, что позволило также оценить характер изменения модового распределения при варьировании условий возбуждения полого световода. Полученный оптический элемент оказался практически одномодовым, о чем свидетельствовало слабое перемещение модового пятна на экране камеры при изменении пространственного положения торца возбуждающего световода относительно торца полого световода. На рисунке 6 проведены линии пятна фундаментальной моды на уровнях 0,08, 0,12, 0,3, 0,6, 0,75, 0,95, 0,99 от пиковой мощности.

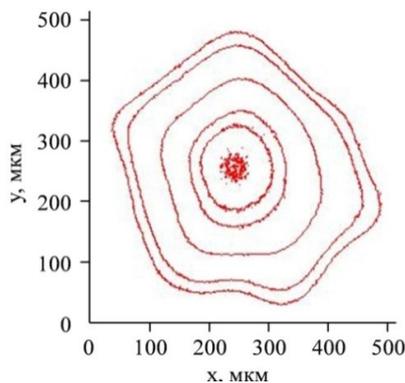


Рис. 6. Изображение пятна фундаментальной моды в дальней зоне, полученное на экране спектральной камеры на длине волны 1,55 мкм

Характерный измеренный на расстоянии 10 мм от экрана камеры до торца световода размер модового пятна в дальней зоне составил  $35,2 \times 31,9$  мкм<sup>2</sup>, что эквивалентно эффективной площади модового поля  $\approx 1000$  мкм<sup>2</sup>.

### Заключение

В статье приведены данные о разработке и исследовании полых микроструктурированных световодов из кварцевого стекла простой конструкции, принцип работы которых основан на явлении антирезонансного отражения света. Для оптического элемента с сердцевиной диаметром 46 мкм, образованной шестью несоприкасающимися капиллярами диаметром 20 мкм с толщиной стенки 2,8 мкм, установлено существование, по меньшей мере, четырех областей пропускания сигнала в диапазоне длин волн от 1 до 4 мкм. С привлечением численного моделирования и экспериментальных данных показано, что полученный световод характеризуется практически одномодовым режимом работы с эффективной площадью модового поля около 1000 мкм<sup>2</sup>, обусловленным высоким уровнем затухания излучения высшей моды. Рассматриваемые оптические элементы могут найти применение для решения широкого круга метрологических, спектроскопических и лазерно-физических задач в ближней и средней ИК-областях спектра.

### БЛАГОДАРНОСТИ

Авторы благодарят сотрудника ФТИ им. А.Ф. Иоффе РАН П.М. Агрузова за помощь в измерении размеров пятна фундаментальной моды в дальней зоне.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 17-08-00495.

### Список используемых источников

1. Dvoyrin V.V., Mashinsky V.M., Bulatov L.I., Bufetov I.A., Shubin A.V., Melkumov M.A., et al. Bismuth-doped-glass optical fibers – a new active medium for lasers and amplifiers // Optics Letters. 2006. Vol. 31. Iss. 20. PP. 2966–2968. DOI:10.1364/OL.31.002966
2. Dianov E.M. Bismuth-doped optical fibers: a challenging active medium for near-IR lasers and optical amplifiers // Light: Science & Applications. 2012. Vol. 1. DOI:10.1038/lisa.2012.12
3. Bufetov I.A., Melkumov M.A., Firstov S.V., Riumkin K.E., Shubin A.V., Khopin V.F., et al. Bi-Doped Optical Fibers and Fiber Lasers // IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics. 2014. Vol. 20. Iss. 5. DOI:10.1109/JSTQE.2014.2312926
4. Dianov E.M., Semjonov S.L., Bufetov I.A. New generation of optical fibres // Quantum Electronics. 2016. Vol. 46. Iss. 1. PP. 1–10.
5. Firstov S.V., Alyshev S.V., Riumkin K.E., Khagai A.M., Kharakhordin A.V., Melkumov M.A., et al. Laser-Active Fibers Doped With Bismuth for a Wavelength Region of 1.6–1.8  $\mu\text{m}$  // IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics. 2018. Vol. 24. Iss. 5. DOI:10.1109/JSTQE.2018.2801461
6. Girard S., Kuhnhen J., Gusarov A., Brichard B., van Uffelen M., Ouerdane Y., et al. Radiation Effects on Silica-Based Optical Fibers: Recent Advances and Future Challenges // IEEE Transactions on Nuclear Science. 2013. Vol. 60. Iss. 3. PP. 2015–2036. DOI:10.1109/TNS.2012.2235464
7. Dukeľ'skiĭ K.V., Eron'yan M.A., Komarov A.V., Khokhlov A.V., Kulesh A.Y., Meshkovskii I.K., et al. Radiation-optical stability of single-mode W-type lightguides with depressed-index fluorosilicate cladding // Journal of Optical Technology. 2015. Vol. 82. Iss. 2. PP. 113–115. DOI:10.1364/JOT.82.000113
8. Kim Y., Ju S., Jeong S., Lee S.H., Han W.T. Gamma-ray radiation response at 1550 nm of fluorine-doped radiation hard single-mode optical fiber // Optics Express. 2016. Vol. 24. Iss. 4. PP. 3910–3920. DOI:10.1364/OE.24.003910
9. Girard S., Morana A., Ladaci A., Robin T., Mescia L., Bonnefois J.J., et al. A. Recent advances in radiation-hardened fiber-based technologies for space applications // Journal of Optics. 2018. Vol. 20. Iss. 9. DOI:10.1088/2040-8986/aad271
10. Tomashuk A.L., Filippov A.V., Kashaykin P.F., Bychkova E.A., Galanova S.V., Tatsenko O.M., et al. Role of Inherent Radiation-Induced Self-Trapped Holes in Pulsed-Radiation Effect on Pure-Silica-Core Optical Fibers // Journal of Lightwave Technology. 2019. Vol. 37. Iss. 3. PP. 956–963.
11. Mihailov S.J. Fiber Bragg Grating Sensors for Harsh Environments // Sensors. 2012. Vol. 12. Iss. 2. PP. 1898–1918. DOI:10.3390/s120201898

12. Varzhel' S.V., Mun'ko A.S., Konnov K.A., Gribaev A.I., Kulikov A.V. Recording Bragg gratings in hydrogenated birefringent optical fiber with elliptical stress cladding // *Journal of Optical Technology*. 2016. Vol. 83. Iss. 10. PP. 638–641. DOI:10.1364/JOT.83.000638
13. Arkhipov S.V., Strigalev V.E., Soldatova N.S., Varzhel' S.V., Mun'ko A.S., Smirnova Y.D. How the efficiency with which Bragg gratings are recorded in birefringent optical fibers depends on the orientation of elliptical stress cladding // *Journal of Optical Technology*. 2016. Vol. 83. Iss. 11. PP. 708–710. DOI:10.1364/JOT.83.000708
14. Eron'yan M.A., Ter-Nersesyants E.V., Komarov A.V., Bezborodkin P.V., Meshkovskii I.K., Varzhel' S.V., et al. Photorefractivity of germanosilicate light guides // *Journal of Optical Technology*. 2017. Vol. 84. Iss. 10. PP. 698–700. DOI:10.1364/JOT.84.000698
15. Richardson D.J. New optical fibres for high-capacity optical communications // *Philosophical Transactions of the Royal Society A*. 2016. Vol. 374. Iss. 2062. DOI:10.1098/rsta.2014.0441
16. Бурдин А.В., Морозов О.Г., Василец А.А., Кафарова А.М., Минаева А.Ю., Севрук Н.Л. Экспериментальная апробация квази-интерферометрической схемы регистрации внешних механических воздействий на основе анализа отклика маломодового оптического сигнала // *Труды учебных заведений связи*. 2017. Т. 3. № 2. С. 37–50.
17. Andreev V.A., Bourdine A.V., Burdin V.A., Evtushenko A.S., Halikov R.H. Design of low DMD few-mode optical fibers with extremely enlarged core diameter providing nonlinearity suppression for operating over "C"-band central region // *Proceedings of the XIVth International Scientific and Technical Conference on Optical Technologies in Telecommunications (Samara, Russian Federation, 22–24 November 2016)*. Bellingham: SPIE, 2017. Vol. 10342. DOI:10.1117/12.2270555
18. Андреев В.А., Бурдин А.В., Бурдин В.А. Исследование влияния отклонения геометрии промышленных образцов маломодовых оптических волокон от оптимальной формы на деградацию спектральной характеристики дифференциальной модовой задержки // *Труды учебных заведений связи*. 2018. Т. 4. № 2. С. 18–25. DOI:10.31854/1813-324x-2018-2-18-25
19. Saitoh K., Matsuo S. Multicore fiber technology // *Journal of Lightwave Technology*. 2016. Vol. 34. Iss. 1. PP. 55–66.
20. Russell P.St.J. Photonic-Crystal Fibers // *Journal of Lightwave Technology*. 2006. Vol. 24. Iss. 12. PP. 4729–4749.
21. Arismar Cerqueira 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
22. Jin W., Ju J., Ho H.L., Hoo Y.L., Zhang A. Photonic crystal fibers, devices, and applications // *Frontiers of Optoelectronics*. 2013. Vol. 6. Iss. 1. PP. 3–24. DOI:10.1007/s12200-012-0301-y
23. Demidov V.V. Single-mode microstructured lightguides with circular placement of cavities for radiation transport in the limited-nonlinearity regime // *Journal of Optical Technology*. 2017. Vol. 84. Iss. 8. PP. 504–508. DOI:10.1364/JOT.84.000504
24. Гатчин Ю.А., Демидов В.В., Дукельский К.В., Тер-Нерсесянц Е.В. Квазиодномодовые световоды с увеличенным размером сердцевинны на основе микроструктур негексагонального типа // *Труды учебных заведений связи*. 2017. Т. 3. № 3. С. 37–42.
25. Гатчин Ю.А., Демидов В.В., Дукельский К.В., Злобин П.А., Матросова А.С. Технологические основы получения механически стабильных одномодовых микроструктурированных световодов с предельно низким затуханием сигнала // *Труды учебных заведений связи*. 2017. Т. 3. № 4. С. 29–35.
26. 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:10.31854/1813-324x-2018-1-61-66
27. Pryamikov A.D., Biriukov A.S., Kosolapov A.F., Plotnichenko V.G., Semjonov S.L., Dianov E.M. Demonstration of a waveguide regime for a silica hollow-core microstructured optical fiber with a negative curvature of the core boundary in the spectra region  $> 3.5 \mu\text{m}$  // *Optics Express*. 2011. Vol. 19. Iss. 2. PP. 1441–1448. DOI:10.1364/OE.19.001441
28. Kolyadin A.N., Kosolapov A.F., Pryamikov A.D., Biriukov A.S., Plotnichenko V.G., Dianov E.M. Light transmission in negative curvature hollow core fiber in extremely high material loss region // *Optics Express*. 2013. Vol. 21. Iss. 8. PP. 9514–9519. DOI:10.1364/OE.21.009514
29. Poletti F. Nested antiresonant nodeless hollow core fiber // *Optics Express*. 2014. Vol. 22. Iss. 20. PP. 23807–23828. DOI:10.1364/OE.22.023807
30. Alagashev G.K., Pryamikov A.D., Kosolapov A.F., Kolyadin A.N., Lukovkin A.Y., Biriukov A.S. Impact of geometrical parameters on the optical properties of negative curvature hollow-core fibers // *Laser Physics*. 2015. Vol. 25. Iss. 5. DOI:10.1088/1054-660X/25/5/055101
31. Frosz M.H., Roth P., Günendi M.C., Russell P.St.J. Analytical formulation for the bend loss in single-ring hollow-core photonic crystal fibers // *Photonics Research*. 2017. Vol. 5. Iss. 2. PP. 88–91. DOI:10.1364/PRJ.5.000088
32. Litchinitser N.M., Abeeluck A.K., Headley C., Eggleton B.J. Antiresonant reflecting photonic crystal optical waveguides // *Optics Letters*. 2002. Vol. 27. Iss. 18. PP. 1592–1594. DOI:10.1364/OL.27.001592
33. Agrawal G.P. *Nonlinear Fiber Optics*. Burlington: Academic Press & Elsevier, 2012. 648 p.
34. Comsol. URL: <https://www.comsol.ru> (дата обращения 14.03.2019)
35. Saitoh K., Koshiba M. Full-vectorial imaginary-distance beam propagation method based on a finite element scheme: application to photonic crystal fibers // *IEEE Journal of Quantum Electronics*. 2002. Vol. 38. Iss. 7. PP. 927–933. DOI:10.1109/JQE.2002.1017609
36. 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
37. 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

\* \* \*

# HOLLOW-CORE ANTIRESONANT FIBERS WITH A LARGE EFFECTIVE MODE AREA FOR OPERATION IN THE NEAR- AND MID-IR SPECTRAL REGIONS

V. Ananyev<sup>1,2</sup>, V. Demidov<sup>1</sup>, S. Leonov<sup>3</sup>, N. Nikonorov<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Research and Production Association S.I. Vavilov State Optical Institute,  
St. Petersburg, 192171, Russian Federation

<sup>2</sup>Saint Petersburg National Research University of Information Technologies, Mechanics and Optics,  
St. Petersburg, 197101, Russian Federation

<sup>3</sup>Bauman Moscow State Technical University,  
Moscow, 105005, Russian Federation

## Article info

Article in Russian

**For citation:** 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>

**Abstract:** *The data on the development and study of silica hollow-core microstructured fibers, the principle of operation of which is based on the phenomenon of antiresonant reflection of light, are given. For an optical element with a core of 46 μm in diameter, formed by six non-touching capillaries with a diameter of 20 μm and wall thickness of 2,8 μm, the existence of at least four regions of signal transmission in the wavelength range from 1 to 4 μm has been found. Using the results of numerical simulation and experimental data, it was shown that the obtained fiber is characterized by a practically single-mode mode operation with an effective mode field area of about 1000 μm<sup>2</sup>, due to the large attenuation level of the group of higher-order modes.*

**Keywords:** *microstructured fiber, hollow-core, antiresonant reflection, fundamental mode, effective mode field area, attenuaion.*

## References

1. Dvoyrin V.V., Mashinsky V.M., Bulatov L.I., Bufetov I.A., Shubin A.V., Melkumov M.A., et al. Bismuth-doped-glass optical fibers – a new active medium for lasers and amplifiers. *Optics Letters*. 2006;31(20):2966–2968. Available from: <https://doi.org/10.1364/OL.31.002966>
2. Dianov E.M. Bismuth-doped optical fibers: a challenging active medium for near-IR lasers and optical amplifiers. *Light: Science & Applications*. 2012;1. Available from: <https://doi.org/10.1038/lssa.2012.12>
3. Bufetov I.A., Melkumov M.A., Firstov S.V., Riumkin K.E., Shubin A.V., Khopin V.F., et al. Bi-Doped Optical Fibers and Fiber Lasers. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*. 2014;20(5). Available from: <https://doi.org/10.1109/JSTQE.2014.2312926>
4. Dianov E.M., Semjonov S.L., Bufetov I.A. New generation of optical fibres. *Quantum Electronics*. 2016;46(1):1–10.
5. Firstov S.V., Alyshev S.V., Riumkin K.E., Khagai A.M., Kharakhordin A.V., Melkumov M.A., et al. Laser-Active Fibers Doped With Bismuth for a Wavelength Region of 1.6–1.8 μm. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*. 2018;24(5). Available from: <https://doi.org/10.1109/JSTQE.2018.2801461>
6. Girard S., Kuhnhen J., Gusarov A., Brichard B., van Uffelen M., Ouerdane Y., et al. Radiation Effects on Silica-Based Optical Fibers: Recent Advances and Future Challenges. *IEEE Transactions on Nuclear Science*. 2013;60(3):2015–2036. Available from: <https://doi.org/10.1109/TNS.2012.2235464>
7. Dukel'skiĭ K.V., Eron'yan M.A., Komarov A.V., Khokhlov A.V., Kulesh A.Y., Meshkovskii I.K., et al. Radiation-optical stability of single-mode W-type lightguides with depressed-index fluorosilicate cladding. *Journal of Optical Technology*. 2015;82(2): 113–115. Available from: <https://doi.org/10.1364/JOT.82.000113>
8. Kim Y., Ju S., Jeong S., Lee S.H., Han W.T. Gamma-ray radiation response at 1550 nm of fluorine-doped radiation hard single-mode optical fiber. *Optics Express*. 2016;24(4):3910–3920. Available from: <https://doi.org/10.1364/OE.24.003910>
9. Girard S., Morana A., Ladaci A., Robin T., Mescia L., Bonnefois J.J., et al. A. Recent advances in radiation-hardened fiber-based technologies for space applications. *Journal of Optics*. 2018;20(9). DOI:10.1088/2040-8986/aad271
10. Tomashuk A.L., Filippov A.V., Kashaykin P.F., Bychkova E.A., Galanova S.V., Tatsenko O.M., et al. Role of Inherent Radiation-Induced Self-Trapped Holes in Pulsed-Radiation Effect on Pure-Silica-Core Optical Fibers. *Journal of Lightwave Technology*. 2019;37(3):956–963.
11. Mihailov S.J. Fiber Bragg Grating Sensors for Harsh Environments. *Sensors*. 2012;12(2):1898–1918. Available from: <https://doi.org/10.3390/s120201898>

12. Varzhel' S.V., Mun'ko A.S., Konnov K.A., Gribaev A.I., Kulikov A.V. Recording Bragg gratings in hydrogenated birefringent optical fiber with elliptical stress cladding. *Journal of Optical Technology*. 2016;83(10):638–641. Available from: <https://doi.org/10.1364/JOT.83.000638>
13. Arkhipov S.V., Strigalev V.E., Soldatova N.S., Varzhel' S.V., Mun'ko A.S., Smirnova Y.D. How the efficiency with which Bragg gratings are recorded in birefringent optical fibers depends on the orientation of elliptical stress cladding. *Journal of Optical Technology*. 2016;83(11):708–710. Available from: <https://doi.org/10.1364/JOT.83.000708>
14. Eron'yan M.A., Ter-Nersesyants E.V., Komarov A.V., Bezborodkin P.V., Meshkovskii I.K., Varzhel' S.V., et al. Photorefractivity of germanosilicate light guides. *Journal of Optical Technology*. 2017;84(10):698–700. Available from: <https://doi.org/10.1364/JOT.84.000698>
15. Richardson D.J. New optical fibres for high-capacity optical communications. *Philosophical Transactions of the Royal Society A*. 2016;374(2062). Available from: <https://doi.org/10.1098/rsta.2014.0441>
16. Bourdine A., Morozov O., Vasilets A., Kafarova A., Minaeva A., Sevruk N. Experimental Approbation of Quasi-Interferometric Scheme for Outer Mechanical Stress Detection Based on Few-Mode Optical Signal Response Analysis. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2017;3(1):37–50. (in Russ.)
17. Andreev V.A., Bourdine A.V., Burdin V.A., Evtushenko A.S., Halikov R.H. Design of low DMD few-mode optical fibers with extremely enlarged core diameter providing nonlinearity suppression for operating over “C”-band central region. *Proceedings of the XIVth International Scientific and Technical Conference on Optical Technologies in Telecommunications, 22–24 November 2016, Samara, Russian Federation*. Bellingham: SPIE; 2017. Vol. 10342. Available from: <https://doi.org/10.1117/12.2270555>
18. Andreev V., Bourdine A., Burdin V. Research of Real Few-Mode Optical Fiber Geometry Deviation from the Optimal Form Influence on Differential Mode Delay Spectral Characteristics Degradation. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2018;4(2):18–25. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324x-2018-2-18-25>
19. Saitoh K., Matsuo S. Multicore fiber technology. *Journal of Lightwave Technology*. 2016;34(1):55–66.
20. Russell P.St.J. Photonic-crystal fibers. *Journal of Lightwave Technology*. 2006;24(12):4729–4749.
21. Arismar Cerqueira 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>
22. Jin W., Ju J., Ho H.L., Hoo Y.L., Zhang A. Photonic crystal fibers, devices, and applications. *Frontiers of Optoelectronics*. 2013;6(1):3–24. Available from: <https://doi.org/10.1007/s12200-012-0301-y>
23. Demidov V.V. Single-mode microstructured lightguides with circular placement of cavities for radiation transport in the limited-nonlinearity regime. *Journal of Optical Technology*. 2017;84(8):504–508. Available from: <https://doi.org/10.1364/JOT.84.000504>
24. 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.)
25. Gatchin Y., Demidov V., Dukelskii K., Zlobin P., Matrosova A. Basic Technological Methods of Obtaining Mechanically Stable Low-Loss Single-Mode Microstructured Fibers. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2017;3(4):29–35.
26. 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>
27. Pryamikov A.D., Biriukov A.S., Kosolapov A.F., Plotnichenko V.G., Semjonov S.L., Dianov E.M. Demonstration of a waveguide regime for a silica hollow-core microstructured optical fiber with a negative curvature of the core boundary in the spectra region  $> 3.5 \mu\text{m}$ . *Optics Express*. 2011;19(2):1441–1448. Available from: <https://doi.org/10.1364/OE.19.001441>
28. Kolyadin A.N., Kosolapov A.F., Pryamikov A.D., Biriukov A.S., Plotnichenko V.G., Dianov E.M. Light transmission in negative curvature hollow core fiber in extremely high material loss region. *Optics Express*. 2013;21(8):9514–9519. Available from: <https://doi.org/10.1364/OE.21.009514>
29. Poletti F. Nested antiresonant nodeless hollow core fiber. *Optics Express*. 2014;22(20):23807–23828. Available from: <https://doi.org/10.1364/OE.22.023807>
30. Alagashev G.K., Pryamikov A.D., Kosolapov A.F., Kolyadin A.N., Lukovkin A.Yu., Biriukov A.S. Impact of geometrical parameters on the optical properties of negative curvature hollow-core fibers. *Laser Physics*. 2015;25(5). Available from: <https://doi.org/10.1088/1054-660X/25/5/055101>
31. Frosz M.H., Roth P., Gunendi M.C., Russell P.St.J. Analytical formulation for the bend loss in single-ring hollow-core photonic crystal fibers. *Photonics Research*. 2017;5(2):88–91. Available from: <https://doi.org/10.1364/PRJ.5.000088>
32. Litchinitser N.M., Abeeluck A.K., Headley C., Eggleton B.J. Antiresonant reflecting photonic crystal optical waveguides. *Optics Letters*. 2002;27(18):1592–1594. Available from: <https://doi.org/10.1364/OL.27.001592>
33. Agrawal G.P. *Nonlinear Fiber Optics*. Burlington: Academic Press & Elsevier; 2012. 648 p.
34. Comsol. Available from: <https://www.comsol.ru> [Accessed 14th March 2019]
35. Saitoh K., Koshiba M. Full-vectorial imaginary-distance beam propagation method based on a finite element scheme: application to photonic crystal fibers. *IEEE Journal of Quantum Electronics*. 2002;38(7):927–933. Available from: <https://doi.org/10.1109/JQE.2002.1017609>
36. 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>
37. 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/OE.11.001310>

# СВОЙСТВА ВРЕМЕННЫХ ОПТИЧЕСКИХ СОЛИТОНОВ В ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКНАХ И ВОЗМОЖНОСТЬ ИХ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯХ. ЧАСТЬ 4

Андреева Е.И.<sup>1</sup>, Былина М.С.<sup>1\*</sup>, Глаголев С.Ф.<sup>1</sup>, Доценко С.Э.<sup>1</sup>, Чаймарданов П.А.<sup>1</sup>

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

\*Адрес для переписки: BylinaMaria@mail.ru

## Информация о статье

УДК 621.39, 530.182

Язык статьи – русский

**Ссылка для цитирования:** Андреева Е.И., Былина М.С., Глаголев С.Ф., Доценко С.Э., Чаймарданов П.А. Свойства временных оптических солитонов в оптических волокнах и возможность их использования в телекоммуникациях. Часть 4 // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 1. С. 15–24. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-1-15-24

**Аннотация:** В четвертой части работы выполнено теоретическое исследование процессов распространения импульсов, имеющих форму функций Гаусса и гиперболического секанса, по одномодовым оптическим волокнам с чередующимися знаками дисперсии групповых скоростей и с учетом потерь. Выявлены принципиальные неточности в широко используемых выражениях для описания процессов распространения гауссовских импульсов по оптическим волокнам и предложены уточненные аналитические выражения. Проведено моделирование волоконно-оптических систем связи со скоростями 10 и 40 Гбит/с с использованием программ OptiSystem и AltPhotonic Simulation Tool. Исследовано влияние величины чирпинга на качество связи. Выполнено сравнение волоконно-оптических систем связи, использующих сосредоточенные и распределенные оптические усилители. Предложены инженерные формулы и рекомендации для проектирования квазисолитонных волоконно-оптических систем связи.

**Ключевые слова:** оптические солитоны, одномодовое оптическое волокно, волоконно-оптическая система связи, дисперсия групповых скоростей, фазовая самомодуляция, чирпинг, Q-фактор, оптическое усиление, солитоны с управляемой дисперсией, моделирование.

## Введение

Предлагаемая Вашему вниманию статья является продолжением ранее опубликованных в предыдущих номерах журнала статей с таким же названием [1–3]. В ней продолжается исследование процессов распространения квазисолитонных импульсов в волоконно-оптическом линейном тракте (ВОЛТ) с управлением хроматической дисперсией (ХД). Рассматриваются схемы ВОЛТ с чередованием оптических волокон (ОВ) с различной ХД [1–5]. Теоретический анализ проводился на основе известных аналитических выражений [4, 5] и непосредственного решения нелинейного уравнения Шредингера (НУШ).

Для проверки теоретических положений и технических предложений в работе использовалось имитационное моделирование волоконно-оптических систем связи (ВОСС) с бинарной амплитудной

модуляцией с помощью программ OptiSystem [6] и AltPhotonic Simulation Tool [7].

В статье представлены результаты исследования влияния начального чирпинга на выбор параметров волоконно-оптического линейного тракта и качество связи квазисолитонной ВОСС. Результаты теоретических исследований и моделирования позволили уточнить ряд широко используемых аналитических выражений [4], описывающих процессы распространения гауссовских импульсов по одномодовым ОВ. В статье также предложены инженерные формулы для проектирования квазисолитонных ВОСС.

## 1. Общие соображения по выбору параметров квазисолитонных ВОСС с управлением дисперсией

В [3] были рассмотрены схемы квазисолитонных ВОСС с управлением дисперсией, которые ис-

пользуют chirпированный источник сигнала, представляющего собой бинарную последовательность оптических импульсов секансной или гауссовской формы. Источник можно характеризовать скоростью передачи  $B$ , а также параметрами излучаемых импульсов – пиковой мощностью  $P_{0m}$ , скважностью  $q$ , длительностью  $t_u$  и начальным chirпингом  $C_0$ . Длительность импульса источника на уровне половины амплитуды определялась, как:

$$t_{u0} = 1/(B \cdot q). \quad (1)$$

Важными для теоретических исследований параметрами секансных и гауссовских импульсов является их полуширина  $T_{0S}$  и  $T_{0G}$ , определявшаяся [1, 4] как:

$$T_{0S} = t_{u0}/1,763, T_{0G} = t_{u0}/1,665. \quad (2)$$

Усилительный участок (УУ) исследуемой квазисолитонной ВОСС представляет собой четное количество последовательно соединенных ОВ с чередующимися знаками дисперсии групповых скоростей (ДГС)  $\beta_2$ . Отрицательную ДГС  $\beta_{2a}$  имеют ОВ с аномальной хроматической дисперсией, положительную  $\beta_{2n}$  – ОВ с нормальной хроматической дисперсией.

Для секции, состоящей из двух последовательно соединенных ОВ, ДГС первого ОВ должна иметь противоположный знак относительно знака chirпинга источника. Остаточная или средняя ДГС секции  $\Delta\bar{\beta}_2$  для реализации квазисолитонного режима должна иметь малое отрицательное значение [3]:

$$\Delta\bar{\beta}_2 = \frac{\beta_{2n} \cdot l_n + \beta_{2a} \cdot l_a}{l_a + l_n}, \quad (3)$$

где  $l_a$  и  $l_n$  – длины ОВ с аномальной и нормальной хроматической дисперсией, соответственно. Затухание в двухволоконной секции составит:

$$a_{sk} = \alpha \cdot (l_a + l_n), \quad (4)$$

где  $\alpha$  – коэффициент затухания ОВ.

Длину УУ  $l_{yy}$ , остаточную ДГС  $|\Delta\bar{\beta}_2|_{yy}$  и вносимое затухание  $a_{yy}$  можно определить по выражениям:

$$l_{yy} = n_{sk} \cdot l_{sk} = n_{sk} \cdot (l_a + l_n), \quad (5)$$

$$|\Delta\bar{\beta}_2|_{yy} = n_{sk} \cdot |\Delta\bar{\beta}_2|, \quad a_{yy} = n_{sk} \cdot a_{sk},$$

где  $n_{sk}$  – число двухволоконных секций.

Определим дисперсионные длины ОВ для секансного  $L_{DS}$  и гауссовского  $L_{DG}$  импульсов:

$$L_{DS} = T_{0S}^2/|\beta_2|, \quad L_{DG} = T_{0G}^2/|\beta_2|. \quad (6)$$

Определим также пиковые мощности секансных  $P_{0SSm}$  и гауссовских  $P_{0SGm}$  импульсов, которые достаточны для поддержания фундаментального солитона в секции из двух ОВ без потерь [1, 4]:

$$P_{0SSm} = \frac{|\Delta\bar{\beta}_2|}{\gamma \cdot T_{0S}^2}, \quad P_{0SGm} = \frac{|\Delta\bar{\beta}_2|}{\gamma \cdot T_{0G}^2}, \quad (7)$$

где  $\gamma$  – коэффициент нелинейности ОВ.

В [2] подробно рассмотрены вопросы поддержания квазисолитонного режима распространения оптических импульсов секансной формы по ОВ с помощью сосредоточенных и распределенных оптических усилителей (ОУ). Там же получены выражения для пиковой мощности на входе УУ, при которой средняя мощность равна необходимой для поддержания солитонного режима в ОВ без потерь (7) при использовании сосредоточенного ОУ и распределенного (рамановского) ОУ со встречной накачкой (см. (18) и (20) в [2]). В [2] также показано, что при использовании распределенного ОУ с двунаправленной накачкой на вход УУ можно подавать пиковую мощность, определяемую для ОВ без потерь. Для любой схемы усиления величина пиковой мощности на УУ не остается постоянной. Наименьшие отклонения мощности от рассчитанной по (7) возникают при использовании рамановских ОУ с двунаправленной накачкой, а наибольшие при использовании сосредоточенных ОУ.

При проектировании квазисолитонной ВОСС с управлением дисперсией целесообразно использовать оптимальные для данной скорости передачи длины ОВ  $l_a = l_{a\,opt}$  и  $l_n = l_{n\,opt}$ . Эти длины должны обеспечить преобразование chirпинга входного импульса в ОВ от величины  $C_0$  до величины  $-C_0$  на выходе ОВ. Для гауссовского импульса их можно рассчитать по выражениям [3]:

$$l_{a\,opt} = \frac{-2 \cdot C_0 \cdot T_{0G}^2}{\beta_{2a} \cdot (1 + C_0^2)} = \frac{2 \cdot |C_0| \cdot L_{DGa}}{1 + C_0^2}, \quad (8)$$

$$l_{n\,opt} = \frac{-2 \cdot C_0 \cdot T_{0G}^2}{\beta_{2n} \cdot (1 + C_0^2)} = \frac{2 \cdot |C_0| \cdot L_{DGn}}{1 + C_0^2}.$$

На рисунке 1 показана зависимость нормированной оптимальной длины ОВ  $\hat{l}_{opt} = l_{a\,opt}/L_{DGa} = l_{n\,opt}/L_{DGn}$  от начального chirпинга входного импульса.

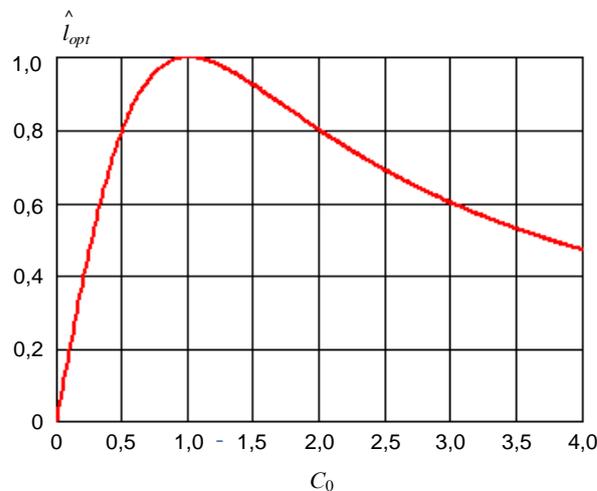


Рис. 1. Зависимость нормированной оптимальной длины ОВ для двухволоконной секции усилительного участка квазисолитонной ВОСС

Аналитические выражения для оптимальных длин ОВ  $l_a$  и  $l_n$  для секансных импульсов нам не известны. Эти величины будут определяться ниже в численном эксперименте при моделировании. В любом случае чирпинг входного импульса  $C_0$  и ДГС  $\beta_2$  выбранного ОВ должны иметь противоположные знаки.

Для оптимизации квазисолитонной ВОСС с заданной скоростью передачи  $B$  необходимо выбрать ОВ и его параметры, значения полуширины  $T_{0s}$  и  $T_{0G}$ , а также чирпинг  $C_0$  импульсов от источника.

Из приведенных в [4] выражений (3.2.12) и (3.2.13) для гауссовских импульсов следует, что для создания чирпированных импульсов с модулем чирпинга до  $|C| = 2$  можно использовать ОВ достаточно большой длины. Однако предварительное моделирование в программе OptiSystem такого способа создания чирпированных импульсов показало его неэффективность и породило сомнения в правильности ряда выражений из [4]. К ним относятся выражения (3.2.9), (3.2.12), (3.2.13) и (3.2.17). В работе [5] приведены графики линейного изменения чирпинга с изменением расстояния в пределах длины  $l_a$  или  $l_n$ , что также не подтверждается моделированием. В связи с этим были проведены теоретические исследования процессов распространения чирпированных и нечирпированных оптических гауссовских импульсов по одномодовым ОВ.

## 2. Уточнение аналитических выражений для расчетов процессов распространения гауссовских импульсов по одномодовым ОВ

Большая часть расчетов в [1–3] проводилась по аналитическим выражениям, приведенным в [4]. Однако наши исследования показали, что ряд аналитических выражений из [4] требует уточнения. Вывод уточненных выражений был основан на тех же предпосылках, которые приведены в [4]. К сожалению, из-за ограниченного объема статьи нет возможности привести подробный вывод следующих формул.

Рассмотрим две ситуации, связанные с изменением чирпинга в ОВ. Первая возникает при вводе в ОВ нечирпированных оптических импульсов, вторая – при вводе импульсов с начальным чирпингом  $C_0$ .

### Нечирпированный входной оптический импульс

$$\begin{aligned}
 u_G(z, T) &= \sqrt{-\frac{T_{0G}^2}{T_{0G}^2 - i \cdot \beta_2 \cdot z}} \times \\
 &\times \exp\left[-\frac{T^2}{2(T_{0G}^2 - i \cdot \beta_2 \cdot z)}\right] = \\
 &= \frac{1}{\sqrt{1 - i \cdot \text{sign}(\beta_2) \cdot z/L_{DG}}} \times \\
 &\times \exp\left[-\frac{T^2/T_{0G}^2}{2 \cdot (1 - i \cdot \text{sign}(\beta_2) \cdot z/L_{DG})}\right], \tag{9}
 \end{aligned}$$

где  $T$  – время, отсчитываемое от середины импульса;  $\text{sign}(x)$  – функция знака, которая равна 1, если  $x > 0$ , или равна  $-1$ , если  $x < 0$ ;  $i$  – мнимая единица.

Приведенное выше выражение (9) для зависимости комплексной огибающей относительной напряженности электрического поля  $u_G$  нечирпированного гауссовского импульса от расстояния  $z$  в ОВ без потерь уточняет формулу (3.2.9) в [4].

Из (9) следует зависимость относительной мощности от расстояния  $z$  в ОВ с потерями:

$$\begin{aligned}
 p_G(z, T) &= \frac{P(z, T)}{P(0, 0)} = \frac{1}{\sqrt{1 + (z/L_{DG})^2}} \times \\
 &\times \exp\left[-\frac{T^2}{T_{0G}^2(1 + (z/L_{DG})^2)} - \alpha \cdot z\right]. \tag{10}
 \end{aligned}$$

Из (10) следует, что гауссовский импульс, проходящий по ОВ, сохраняет гауссовскую форму, а его длительность на уровне половины амплитуды изменяется в соответствии с выражением:

$$t_u(z) = t_{u0} \cdot \sqrt{1 + (z/L_{DG})^2}. \tag{11}$$

На рисунках 2 и 3 показаны нормализованные зависимости длительности  $t_u$  и пиковой мощности  $p_{mG}$  гауссовских импульсов от нормированного расстояния  $z/L_{DG}$ , рассчитанные по выражениям (11) и (10).

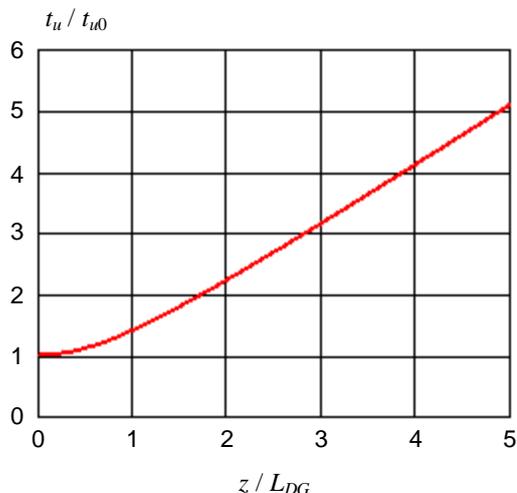


Рис. 2. Нормализованная зависимость длительности гауссовских импульсов от нормированного расстояния

Вместо формулы (3.12.12) в [4] для аргумента (фазы) комплексной величины  $U_G(z, T)$  было получено:

$$\begin{aligned}
 \varphi_G(z, T) &= -\frac{T^2 \text{sign}(\beta_2) \cdot z/L_{DG}}{2T_{0G}^2 \cdot [1 + (z/L_{DG})^2]} + \\
 &+ \frac{1}{2} \cdot \text{arctg}[\text{sign}(\beta_2) \cdot z/L_{DG}]. \tag{12}
 \end{aligned}$$

Для внутриимпульсного изменения частоты вместо выражения 3.2.13 в [4] из (12) было получено следующее выражение:

$$\delta\omega_G(z, T) = \frac{T \cdot \text{sign}(\beta_2) \cdot z/L_{DG}}{T_{0G}^2 [1 + (z/L_{DG})^2]}. \tag{13}$$

Корректировка выражения для изменений частоты (13) позволила получить правильное выражение для зависимости чирпинга гауссовского импульса от расстояния для нечирпированного входного импульса:

$$C_G(z) = T_{0G}^2 \cdot \frac{d[\delta\omega_G(z, T)]}{dT} = \frac{\text{sign}(\beta_2) \cdot z/L_{DG}}{[1 + (z/L_{DG})^2]} \quad (14)$$

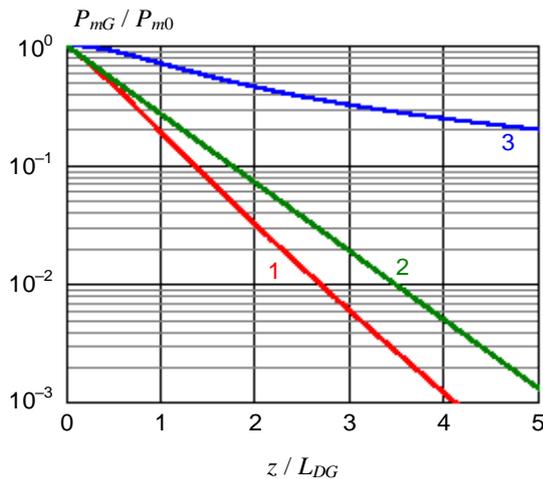


Рис. 3. Нормализованные зависимости пиковой мощности гауссовских импульсов от расстояния с учетом только ХД (линия 3), только потерь (линия 2), ХД и потерь (линия 1)

На рисунке 4 показана зависимость чирпинга гауссовского импульса, наведенного ХД, от относительного расстояния  $z$  в ОБ.

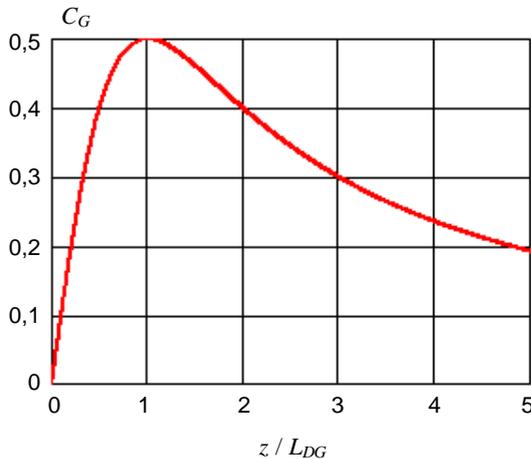


Рис. 4. Зависимость чирпинга, обусловленного хроматической дисперсией в ОБ, от нормированного расстояния

Отметим, что максимальное значение модуля чирпинга, обусловленного хроматической дисперсией, для гауссовского импульса равно  $|C_G| = 0,5$  при  $z = L_D$  и не зависит от скорости передачи. Сам чирпинг может иметь любой знак. Расчеты для изменения частоты и чирпинга гауссовского импульса по выражениям из [4] дают неправильные результаты.

Чирпированный входной оптический импульс

При наличии начального чирпинга ситуация меняется. Приведем вместо формулы (3.2.17) в [4] уточненное нами выражение для зависимости от расстояния в ОБ без потерь комплексной огибающей относительной напряженности электрического поля для гауссовского импульса с начальным чирпингом  $C_0$ :

$$u_G(z, T, C_0) = \sqrt{-\frac{T_{0G}^2}{T_{0G}^2 - i \cdot \beta_2 \cdot z \cdot (1 + i \cdot C_0)}} \times \exp\left\{-\frac{T^2 \cdot (1 + i \cdot C_0)}{2 \cdot [T_{0G}^2 - i \cdot \beta_2 \cdot z \cdot (1 + i \cdot C_0)]}\right\} = \quad (15)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1 - i \cdot \text{sign}(\beta_2) \cdot (1 + i \cdot C_0) \cdot z/L_{DG}}} \times \exp\left[-\frac{(T^2/T_{0G}^2) \cdot (1 + i \cdot C_0)}{2 \cdot (1 - i \cdot \text{sign}(\beta_2) \cdot (1 + i \cdot C_0) \cdot z/L_{DG})}\right].$$

Из (15) можно получить выражения для зависимости относительной мощности и фазы от расстояния  $z$  в ОБ с потерями:

$$p_G(z, T, C_0) = \frac{P_G(z, T, C_0)}{P_{0m}} = \frac{\sqrt{1 + [C_0 + \text{sign}(\beta_2) \cdot (1 + C_0^2) \cdot z/L_{DG}]^2}}{\sqrt{1 + C_0^2 \cdot \{[1 + \text{sign}(\beta_2) \cdot C_0 \cdot z/L_{DG}]^2 + (z/L_{DG})^2\}}} \times \exp\left[\frac{-T^2/T_{0G}^2}{[1 + \text{sign}(\beta_2) \cdot C_0 \cdot z/L_{DG}]^2 + (z/L_{DG})^2} - \alpha \cdot z\right];$$

$$\varphi_G(z, T, C_0) = \frac{1}{2} \times \arctg[C_0 + \text{sign}(\beta_2) \cdot (1 + C_0^2) \cdot z/L_{DG}] - \frac{1}{2} \times [\arctg(C_0)] - \frac{T^2 \cdot [C_0 + \text{sign}(\beta_2) \cdot (1 + C_0^2) \cdot z/L_{DG}]}{2T_{0G}^2 \cdot \{[1 + \text{sign}(\beta_2) \cdot C_0 \cdot z/L_{DG}]^2 + (z/L_{DG})^2\}} \quad (17)$$

Для расчета длительности чирпированного гауссовского импульса можно использовать преобразованное выражение [3, 4]:

$$t_{uG}(z) = t_{u0} \cdot \sqrt{\left(1 + \text{sign}(\beta_2) \frac{C_0 \cdot z}{L_{DG}}\right)^2 + \left(\frac{z}{L_{DG}}\right)^2} \quad (18)$$

Результаты расчетов пиковой мощности и длительности гауссовских импульсов по выражениям (16) и (18) будут приведены в следующем разделе вместе с результатами моделирования.

Для внутриимпульсного изменения частоты и чирпинга из (17) получим выражения:

$$\delta\omega_G(z, T, C_0) = \frac{T \cdot [C_0 + \text{sign}(\beta_2) \cdot (1 + C_0^2) \cdot z/L_{DG}]}{T_{0G}^2 \cdot \{[1 + \text{sign}(\beta_2) \cdot C_0 \cdot z/L_{DG}]^2 + (z/L_{DG})^2\}} \quad (19)$$

$$C_G(z, C_0) = \frac{C_0 + \text{sign}(\beta_2) \cdot (1 + C_0^2) \cdot z/L_{DG}}{[1 + \text{sign}(\beta_2) \cdot C_0 \cdot z/L_{DG}]^2 + (z/L_{DG})^2} \quad (20)$$

Если приравнять в (20)  $C_G(z, C_0)$  к  $-C_0$ , то можно найти решения (8) для оптимальных длин ОБ в секции  $l_a$  и  $l_n$ . Выражения (9–14) для нечирпированного входного импульса являются частным случаем выражений (15–20) при  $C_0 = 0$ .

На рисунке 5а показаны зависимости изменений начального чирпинга от нормированного расстояния в ОБ, рассчитанные по (20), при разных знаках начального чирпинга и ДГС.

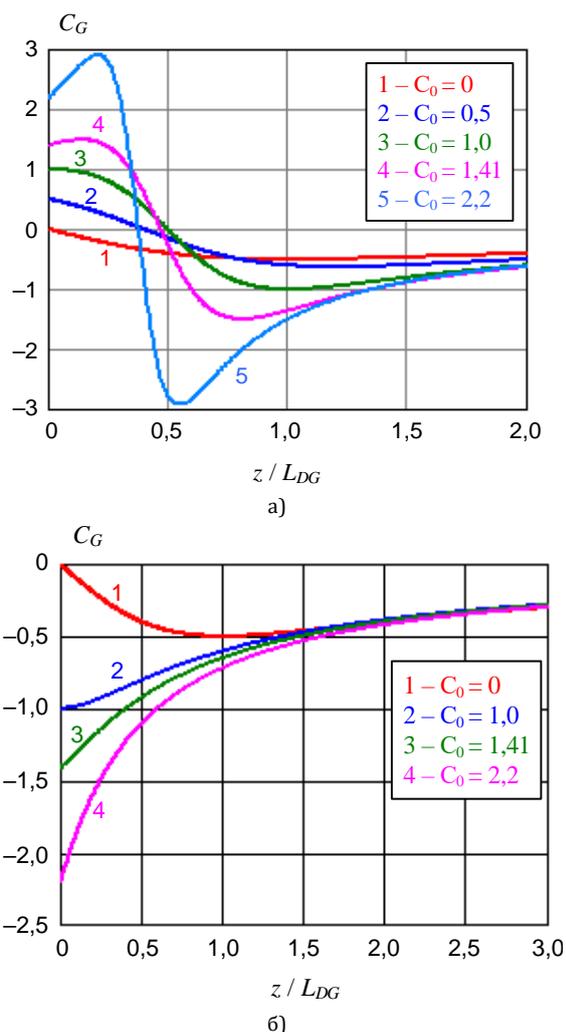


Рис. 5. Зависимости изменения чирпинга гауссовского импульса от нормированного расстояния в ОБ с ДГС, имеющей знак: а) противоположный знаку начального чирпинга; б) совпадающий со знаком начального чирпинга

Видно, что при наличии небольшого начального чирпинга  $|C_0| < 1$ , имеющего знак, противоположный знаку ДГС, чирпинг гауссовского импульса в ОБ вначале уменьшается, проходя через 0, и продолжает уменьшаться с другим знаком, достигает минимума и, не меняя знака, увеличивается, в пределе стремясь к нулю. При больших значениях начального чирпинга  $|C_0| > 1$ , имеющего знак, противоположный знаку ДГС, модуль чирпинга гауссов-

ского импульса сначала возрастает, достигая максимума, а затем уменьшается, проходя через 0, и продолжает уменьшаться с другим знаком, достигает минимума и, не меняя знака, увеличивается, в пределе стремясь к нулю. Отметим, что графики изменения чирпинга, приведенные на рисунке 3.11 в [5], неточны.

На рисунке 5б показаны зависимости изменений начального чирпинга гауссовского импульса от нормированного расстояния в ОБ, рассчитанные по (19), при одинаковых знаках начального чирпинга и ДГС. Чирпинг гауссовского импульса с увеличением расстояния не меняет знак и монотонно уменьшается, стремясь к значению чирпинга, наведенного ХД в импульсе, не имеющем начального чирпинга.

### 3. Сравнение результатов расчетов и моделирования процессов распространения гауссовских и секансных импульсов в ОБ

Для проверки правильности выражений, полученных в разделе 2, было проведено моделирование с помощью программ OptiSystem и AltPhotonic Simulation Tool. Исследовались зависимости пиковой мощности  $P_{mG}(z)$  и длительности  $t_{uG}(z)$  гауссовских импульсов с начальным чирпингом  $C_0$  от расстояния  $z$  в ОБ для ВОСС с различными скоростями передачи  $B$ . Целью этих исследований было определение оптимальных длин секций для квазисолитонных ВОСС.

Для всех расчетов и моделирования использовались следующие данные для ОБ: ДГС  $\beta_{2a} = -5$  пс<sup>2</sup>/км;  $\beta_{2n} = 4,95$  пс<sup>2</sup>/км коэффициент затухания  $\alpha = 0,2$  дБ/км; коэффициент нелинейности  $\gamma = 3,5$  (Вт·км)<sup>-1</sup>. Другие исходные данные для моделирования и результаты простых расчетов по выражениям (1–5) и (8) приведены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Результаты расчетов параметров высокоскоростных квазисолитонных ВОСС

B, Гбит/с	10					40					
	C <sub>0</sub>	0,25	0,5	1	1,41	2,2	0,25	0,5	1	1,41	2,2
t <sub>u0</sub> , пс	20	20	20	20	20	20	5	5	5	5	5
T <sub>0</sub> , пс	12	12	12	12	12	3	3	3	3	3	
L <sub>D</sub> , км	28,8	28,8	28,8	28,8	28,8	1,8	1,8	1,8	1,8	1,8	
l <sub>a</sub> , км	13,5	23	28,8	27	21,6	0,85	1,44	1,8	1,69	1,35	
P <sub>0Sm</sub> , мВт	0,05	0,05	0,05	0,05	0,05	0,79	0,79	0,79	0,79	0,79	

На рисунках 6а–6г показаны результаты расчетов и моделирования пиковых мощностей  $P_m(z)$  и длительностей  $t_u(z)$  гауссовских импульсов в зависимости от расстояния при входной пиковой мощности  $P_{0m} = 1$  мВт и скорости передачи  $B = 10$  Гбит/с по выражениям (16) и (18). Расчеты проводились при начальных чирпингах:  $C_0 = 0; 0,5; 1; 1,41; 2,2$ .

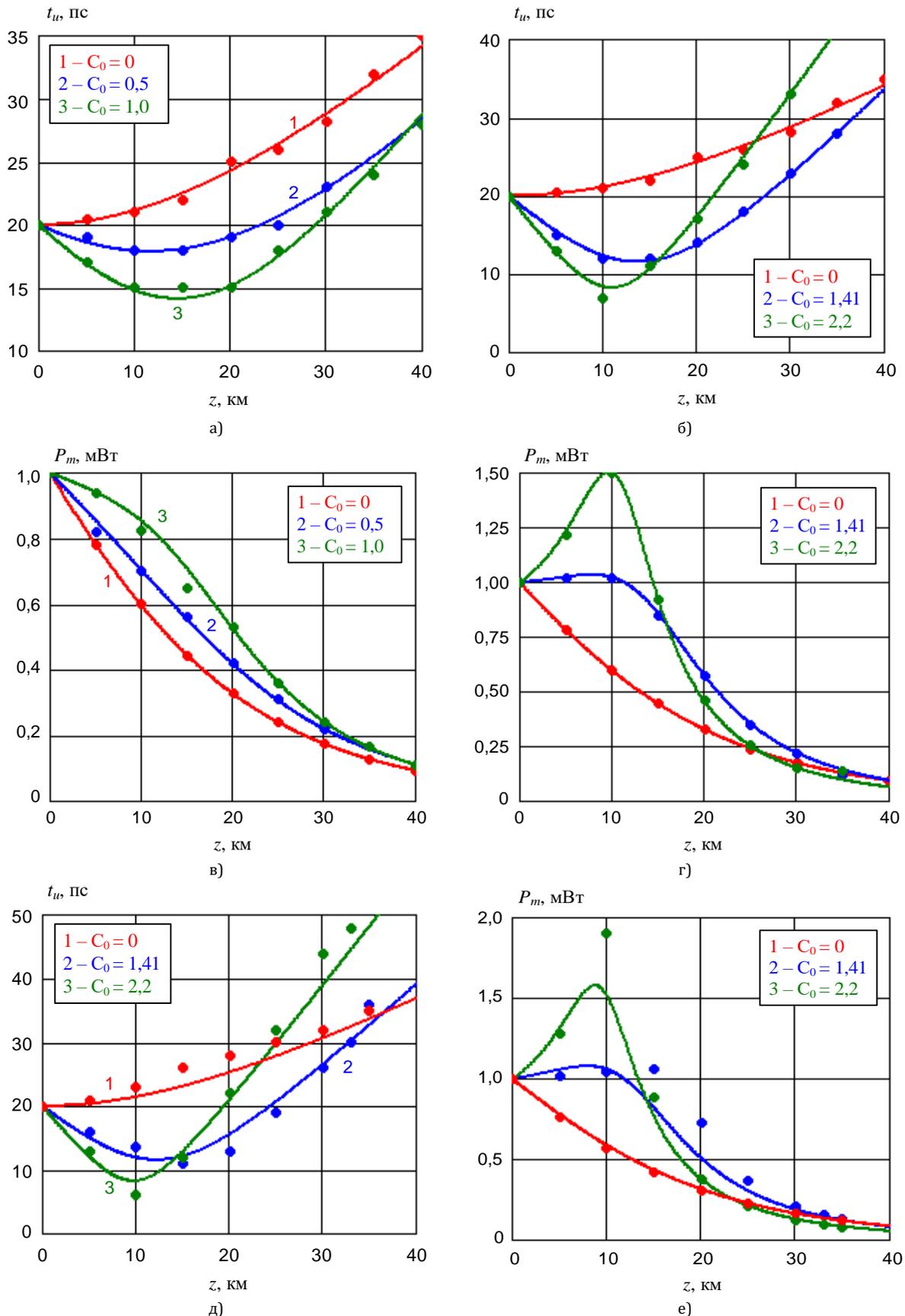


Рис. 6. Зависимости изменений длительности  $t_u$  и пиковой мощности  $P_m$  chirпированных гауссовских (а, б, в, г) и секансных (д, е) импульсов от расстояния в ОВ с ДГС, имеющей знак, противоположный знаку начального chirпнга (точками показаны результаты моделирования; линиями – результаты расчета)

Видно, что результаты расчетов по полученным выражениям и результаты моделирования для гауссовских импульсов хорошо согласуются друг с другом.

Было выполнено аналогичное моделирование для секансных импульсов. Результаты приведены на рисунках бд, бе. К сожалению, аналитические выражения для секансных импульсов, аналогичные (16), (18) и (20) не могут быть получены. Поэтому результаты моделирования для секансных гиперболических импульсов сопоставлялись с расчетами для гауссовских импульсов по (16), (18) и (20) с уточненной полушириной импульса  $T_{0s}$  (2). Из рисунков бд, бе видно, что качественно графики, полученные путем моделирования и расчетов, похожи, но в отдельных точках наблюдаются существенные отличия соответствующих значений.

На рисунке 7 приведены результаты расчетов и моделирования для ВОСС со скоростью передачи

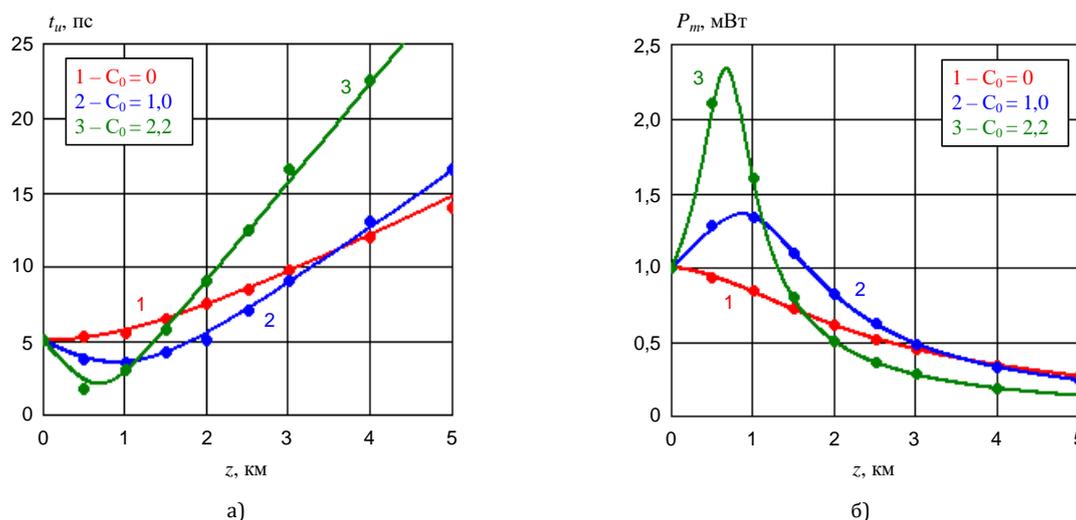


Рис. 7. Зависимости изменений длительности  $t_p$  (а) и пиковой мощности  $P_m$  (б) chirпованных гауссовских импульсов от расстояния в ОВ для ВОСС со скоростью передачи 40 Гбит/с

#### 4. Результаты моделирования квазисолитонных ВОСС

Было проведено моделирование ВОСС с оптимально подобранными параметрами усилительных участков с сосредоточенным усилением с помощью программы OptiSystem и AltPhotonic Simulation Tool. Проводилось моделирование ВОСС со скоростями передачи  $B$  10 и 40 Гбит/с использующих гауссовские и секансные импульсы с различными значениями начального chirпинга  $C_0 = 0; 0,5; 1; 1,41; 2,2$ . Использовались значения пиковых мощностей  $P_m$  1, 3 и 10 мВт для усилительных участков с длиной более 100 км. Общая длина превышала 600 км. Во всех случаях длительность выходных импульсов увеличивалась по сравнению с входной не более, чем на 10 %.

40 Гбит/с и гауссовскими импульсами. По мнению авторов, совпадение результатов очень хорошее.

В таблице 2 приведены оптимальные значения длины ОВ с ранее приведенными параметрами, полученные в расчетах и при моделировании.

ТАБЛИЦА 2. Оптимальные значения длин ОВ

$B$ , Гбит/с	10				40			
$C_0$	0,5	1,0	1,41	2,2	0,5	1,0	1,41	2,2
Гауссовский импульс								
$l_a$ , км (расчет)	23,1	28,8	27,2	21,7	1,44	1,80	1,70	1,36
$l_a$ , км (моделир.)	25	29	27	22	1,0	2,0	1,8	1,4
Секансный импульс								
$l_a$ , км (расчет)	20,6	25,7	24,3	19,4	1,35	1,69	1,60	1,27
$l_a$ , км (моделир.)	10-15	33	26	18,5	0,8-1,2	2,10	1,60	1,10

Видно, что результаты расчетов и моделирования удовлетворительно совпадают, особенно для гауссовских импульсов.

Для примера в таблице 3 приведены некоторые результаты моделирования ВОСС со скоростью передачи  $B = 10$  Гбит/с с различными значениями chirпинга гауссовских импульсов и оптимальными длинами двухволоконных секций. Результаты моделирования доказали работоспособность квазисолитонных ВОСС. Однако такие же результаты показывают и ВОСС, использующие согласованное чередование ОВ с разными знаками ДГС и без начального chirпинга  $C_0 = 0$ .

Моделирование также показало, что существенного практического выигрыша от использования гиперболических секансных импульсов по сравнению с гауссовскими импульсами также нет. Кроме того, нельзя даже сделать вывод о необходимости chirпингования и тем более об оптимальном выборе начального chirпинга.

ТАБЛИЦА 3. Результаты моделирования ВОСС со скоростью 10 Гбит/с

$C_0$	0,5	0	1	0	1,41	1,41	1,41	0	2,2	0
$P_{0m}$ , мВт	3	3	3	3	1	3	10	3	3	3
$l_a$ , км	12	12	29	29	27	27	27	27	22	22
$l_{yy}$ , км	120	120	116	116	108	108	108	108	132	132
$l_{обш}$ , км	600	600	580	580	540	540	540	540	528	528
$G$ , дБ	24	24	23,2	23,2	21,6	21,6	21,6	21,6	26,4	26,4
$Q$	11,4	11,5	11,6	11,7	8,7	15,5	24,6	15,8	8,8	9,5
$P_{lm}$ , мВт	0,011	0,011	0,014	0,014	0,0067	0,021	0,064	0,02	0,006	0,006
$t_{ul}$ , пс	20	20	20	21	20	20	22	21	21	21

## 5. К выбору параметров квазисолитонных ВОСС

Исходными данными для проектирования квазисолитонной ВОСС с бинарной амплитудной модуляцией являются:

- скорость передачи  $V$ ;
- максимальная длина квазисолитонной линии  $L_{\max}$ ;
- скважность  $q$  и форма импульсов.

Рассмотрим пошагово методику проектирования квазисолитонной ВОСС при следующих параметрах:  $q = 5$ ;  $V = 40$  Гбит/с;  $L_{\max} = 1000$  км.

**Шаг 1.** Определим тактовый интервал  $\Delta T = 1/V$  и длительность импульса логической 1 на уровне 0,5 амплитуды  $t_{u0} = \Delta T/q$ . В нашем случае получаем:  $\Delta T = 25$  пс;  $t_{u0} = 5$  пс.

**Шаг 2.** Определим полуширину  $T_0$  импульса, соответствующего логической 1, по выражениям для гауссовского импульса как  $T_{0G} = t_u/1,665$ , а для секанского импульса как  $T_{0S} = t_u/1,763$ . При заданных параметрах для гауссовского импульса получаем:  $T_0 = 3$  пс.

**Шаг 3.** Выберем оптические волокна с разными знаками ДГС. Для вновь проектируемых ВОСС целесообразно выбрать одномодовые ОВ с ненулевой смещенной дисперсией (NZDSF, от англ. Non-Zero Dispersion-Shifted Fiber). В качестве первого ОВ выбираем оптическое волокно с отрицательной ДГС  $\beta_{2a}$  (+NZDSF), а в качестве второго – оптическое волокно с положительной  $\beta_{2n}$  (-NZDSF). По модулю  $\beta_{2n}$  должна быть немного меньше  $\beta_{2a}$ . Другие параметры (коэффициент затухания  $\alpha$ , площадь основной моды  $A_{ef}$  и коэффициент нелинейности  $\gamma$ ) у выбранных ОВ должны быть близкими.

В рассматриваемом примере выберем оптическое волокно +NZDSF с ДГС  $\beta_{2a} = -5$  пс<sup>2</sup>/км. Требования к ДГС ОВ -NZDSF будут определены ниже в п. 7. Будем считать остальные параметры выбранных ОВ одинаковыми и равными:  $\alpha = 0,2$  дБ/км;  $A_{ef} = 55$  мкм<sup>2</sup>;  $\gamma = 3,5$  (Вт·км)<sup>-1</sup>.

**Шаг 4.** Зададим максимальную длительность оптического импульса  $t_{u \max}$  на уровне полуширины на расстоянии  $L_{\max}$ . Пусть, например, она составит:  $t_{u \max} = 2 \cdot t_{u0} = 10$  пс.

**Шаг 5.** Рассчитаем допустимое расширение импульса по выражению  $\Delta t_u = \sqrt{t_{u \max}^2 - t_{u0}^2}$ . При выбранных параметрах получаем  $\Delta t_u = 8,7$  пс.

**Шаг 6.** Определим допустимую остаточную дисперсию групповых скоростей для всего линейного тракта как  $\Delta \bar{\beta}_2 = \Delta t_u \cdot T_0/2L_{\max}$ .

В нашем примере  $\Delta \bar{\beta}_2 = 0,013$  пс<sup>2</sup>/км.

**Шаг 7.** Определим требуемое значение ДГС для второго ОВ, используя выражение (3). Полагая, что ОВ в секции имеют одинаковые длины  $l = l_a = l_n$  и почти одинаковые ДГС ( $|\beta_{2a}| > |\beta_{2n}|$ ), получим для ДГС второго ОВ  $\beta_{2n} = -2 \cdot \Delta \bar{\beta}_2 - \beta_{2a}$ . В нашем примере  $\beta_{2n} = 4,974$  пс<sup>2</sup>/км.

**Шаг 8.** Для реализации квазисолитонного режима распространения сигнала необходимо оптимально выбрать длины ОВ и задаться величиной начального chirpingа  $C_0$ . Расчет оптимальной длины ОВ производится по выражениям (8). Например, при выборе начального chirpingа  $C_0 = 1$  оптимальная длина одного ОВ составляет  $l_a = 1,8$  км. При этом длина секции будет в два раза больше, т. е. 3,6 км.

**Шаг 9.** Определим длину усилительного участка. Она должна быть кратна длине секции. Например, можно выбрать длину участка, равного 20 секциям, т. е.  $l_{yy} = 72$  км.

**Шаг 10.** Полагаем, что для компенсации затухания на усилительном участке используется сосредоточенный оптический усилитель, например, эрбиевый оптический усилитель (EDFA, от англ. Erbium Doped Fiber Amplifier). Выберем его коэффициент усиления, равный общему затуханию на усилительном участке:  $g = a = \alpha \cdot l_{yy}$ . При выбранных параметрах получаем  $g = 14,4$  дБ, что соответствует усилению оптической мощности в  $G = 27,5$  раза.

Отметим, что компенсация ХД в этом случае достигается даже без учета нелинейных явлений.

**Шаг 11.** Проведем оценку значений средней пиковой мощности, необходимой для формирования фундаментального солитона в ОВ без потерь по выражению (5). Например, для гауссовского импульса средняя пиковая мощность в ОВ составит:

$$P_{0SGm} = \frac{|\Delta \bar{\beta}_2|}{\gamma \cdot T_{0G}^2} = \frac{0,026 \cdot 10^3}{3,5 \cdot 3^2} = 0,83 \text{ мВт.}$$

Для поддержания на усилительном участке средней пиковой мощности на вход линейного тракта надо подавать существенно ббльшую пиковую мощность. Ее можно определить по выражению  $P_m = K \cdot P_{0ssm}$ , где  $K = G \cdot \ln(G)/(G - 1)$  [2]. На рисунке 8 показана зависимость  $K$  от затухания, вносимого на усилительном участке линейного тракта. В нашем примере  $K(a) = 3,44$  и требуемая на входе мощность составляет  $P_m = K \cdot P_{0ssm} = 2,85$  мВт.

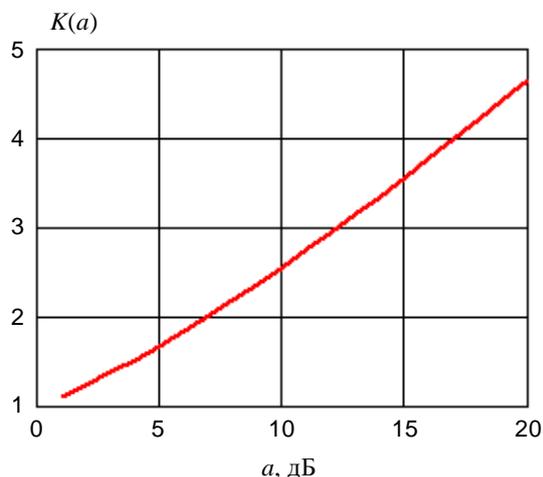


Рис. 8. Зависимость коэффициента увеличения пиковой мощности на входе линейного тракта для поддержания квазисолитонного режима от затухания

### Заключение

Этой статьей завершается цикл публикаций, посвященных процессам распространения оптических импульсов по одноимодовым ОВ с учетом хроматической дисперсии и фазовой самомодуляции. Авторы считают, что смогли обобщить и расширить сведения об оптических солитонах и их использовании для ВОСС в доступной для широкого круга специалистов форме. Изложенные материалы могут быть использованы в учебном процессе для студентов бакалавриата и магистратуры, обучающихся по направлениям «Инфокоммуникаци-

онные технологии и системы связи» и «Фотоника и оптоинформатика», а также для аспирантов.

Отметим наиболее важные выводы по последней части статьи, которая посвящена квазисолитонным ВОСС с управлением дисперсией и использующим чередование ОВ с различными знаками ДГС.

Во-первых, уточнены и исправлены аналитические выражения, описывающие процессы распространения гауссовских импульсов по одноимодовым ОВ в линейном приближении [4, 5]. Их правильность подтверждена многочисленными теоретическими исследованиями и моделированием.

Во-вторых, определены оптимальные параметры линейного тракта квазисолитонных высокоскоростных ВОСС со скоростями передачи 10 и 40 Гбит/с. Проведено их моделирование в широком диапазоне изменения расстояний, параметров источников сигнала с начальным чирпингом и различными мощностями.

В-третьих, показано, что качество связи в таких ВОСС практически не зависит от формы оптических импульсов при передаче логической «1». Это могут быть секансные и гауссовские импульсы одинаковой длительности.

В-четвертых, показано, что использование линейных трактов ВОСС с оптимальным чередованием ОВ и использованием чирпированных импульсов не дает существенного выигрыша в качестве связи по сравнению с ВОСС, использующей нечирпированные источники сигнала.

В-пятых, приведена простая инженерная методика выбора проектных решений и параметров квазисолитонных ВОСС.

Одним из наиболее существенных результатов данной работы авторы считают уточнение и исправление ряда важных формул и положений, которые приведены в авторитетных источниках.

### Список используемых источников

1. Андреева Е.И., Былина М.С., Глаголев С.Ф., Чаймарданов П.А. Свойства временных оптических солитонов в оптических волокнах и возможность их использования в телекоммуникациях. Часть 1 // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 1. С. 5–12. DOI:10.31854/1813-324X-2018-1-5-12
2. Андреева Е.И., Былина М.С., Глаголев С.Ф., Чаймарданов П.А. Свойства временных оптических солитонов в оптических волокнах и возможность их использования в телекоммуникациях. Часть 2 // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 2. С. 26–35. DOI:10.31854/1813-324X-2018-2-26-35
3. Андреева Е.И., Былина М.С., Глаголев С.Ф., Доценко С.Э., Чаймарданов П.А. Свойства временных оптических солитонов в оптических волокнах и возможность их использования в телекоммуникациях. Часть 3 // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 3. С. 5–16. DOI:10.31854/1813-324X-2018-4-3-5-16
4. Агравал Г. Нелинейная волоконная оптика. М.: Мир, 1996. 323 с.
5. Кившарь Ю.С., Агравал Г.П. Оптические солитоны. От волоконных световодов до фотонных кристаллов. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2005. 648 с.
6. User's Reference // Optical Communication System Design Software (OptiSystem). Optiwave. 2014.
7. Чаймарданов П.А. Разработка программного обеспечения для компьютерного моделирования волоконно-оптических систем передачи // VII Международная конференция по фотонике и информационной оптике (Москва, 24–26 января 2018) : сборник научных трудов. М.: НИЯУ МИФИ, 2018. С. 338–339.

\* \* \*

# PROPERTIES OF TEMPORARY OPTICAL SOLITONS IN OPTICAL FIBERS AND THE POSSIBILITY OF THEIR USE IN TELECOMMUNICATIONS. PART 4

E. Andreeva<sup>1</sup>, M. Bylina<sup>1</sup>, S. Glagolev<sup>1</sup>, S. Dotsenko<sup>1</sup>, P. Chaimardanov<sup>1</sup>

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

## Article info

Article in Russian

**For citation:** Andreeva E., Bylina M., Glagolev S., Dotsenko S., Chaimardanov P. Properties of Temporary Optical Solitons in Optical Fibers and the Possibility of their Use in Telecommunications. Part 4. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(1):15–24. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-1-15-24>

**Abstract:** *In the fourth part of the paper, a theoretical study of the processes of propagation of pulses having the form of Gaussian functions and hyperbolic secant on a single-mode optical fibers with alternating signs of group velocity dispersions and taking into account losses was performed. Fundamental inaccuracies in widely used expressions to describe the processes of propagation of Gaussian pulses through optical fibers are revealed and refined analytical expressions are proposed. The paper contains a simulation of optical fiber communication systems at speeds of 10 and 40 Gbit/s using the OptiSystem and AltPhotonic Simulation Tool programs. The influence of the chirping value on the quality of communication is investigated. A comparison of fiber-optic communication systems using concentrated and distributed optical amplifiers is performed. Engineering formulas and recommendations for designing quasi-soliton optical fiber communication systems are proposed.*

**Keywords:** *optical soliton, temporary optical soliton, single-mode optical fiber, optical fiber communication system, group velocity dispersion, self-phase modulation, chirping, Q-factor, optical amplification, solitons with a controlled dispersion, simulation.*

## References

1. Andreeva E., Bylina M., Glagolev S., Chaimardanov P. Properties of Temporary Optical Solitons in Optical Fibers and the Possibility of their Use in Telecommunications. Part 1. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2018;4(1):5–12. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2018-1-5-12>
2. Andreeva E., Bylina M., Glagolev S., Chaimardanov P. Properties of temporary optical solitons in optical fibers and the possibility of their use in telecommunications. Part 2. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2018;4(2):26–35. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2018-2-26-35>
3. Andreeva E., Bylina M., Glagolev S., Dotsenko S., Chaimardanov P. Properties of Temporary Optical Solitons in Optical Fibers and the Possibility of their Use in Telecommunications. Part 3. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2018;4(3):5–16. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2018-4-3-5-16>
4. Agraval G. *Nelineinaya volokonnaia optika* [Nonlinear Fiber Optics]. Moscow: Mir Publ.; 1996. 323 p. (in Russ.)
5. Kivshar Iu.S. Agraval G.P. *Opticheskie solitony. Ot volokonnykh svetovodov do fotonnykh kristallov* [Optical Solitons. From Fiber to Photonic Crystals]. Moscow: FIZMATLIT Publ.; 2005. 648 p. (in Russ.)
6. User's Reference. Development of Software for Computer Modeling of Fiber Optic Transmission Systems. *VII Mezhdunarodnoi konferentsii po fotonike i informatsionnoi optike, 24–26 January 2018, Moscow. Sbornik nauchnykh trudov* [Proceedings of the International Conference on Photonics and Information Optics]. Moscow: National Research Nuclear University MEPhI (Moscow Engineering Physics Institute) Publ. 2018. p.338–339. (in Russ.)

# МЕТОД МОДЕЛИРОВАНИЯ СИНТЕЗАТОРОВ ЗВУКОВЫХ СИГНАЛОВ

Н.В. Горячев<sup>1</sup>, Г.Г. Рогозинский<sup>2,3\*</sup>

<sup>1</sup>АО «Научно-производственное предприятие «Радар ММС»  
Санкт-Петербург, 197375, Российская Федерация

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

<sup>3</sup>ИПТ РАН им. Соломенко,  
Санкт-Петербург, 199178, Российская Федерация

\*Адрес для переписки: gleb.rogozinsky@gmail.com

## Информация о статье

УДК 519.876.5

Язык статьи – русский

**Ссылка для цитирования:** Горячев Н.В., Рогозинский Г.Г. Метод моделирования синтезаторов звуковых сигналов // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 1. С. 25–30. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-1-25-30

**Аннотация:** В статье рассматривается предложенный авторами метод моделирования аппаратных систем синтеза и обработки звука на примере синтезатора Yamaha TX81Z, использующего синтез звука на основе частотной модуляции (FM-синтез). Для программного моделирования используется специализированный язык Csound. Приводятся основы FM-синтеза, описание метода моделирования устройств синтеза звука, анализ результатов, полученных при моделировании.

**Ключевые слова:** системы синтеза звука, моделирование, языки компьютерной музыки, Csound, FM-синтез.

## Введение

Широкое развитие программных средств синтеза и обработки звука в значительной мере способствовало сокращению количества аппаратных устройств, используемых в составе студийных и концертных комплексов звукотехнического оборудования. Заметный прогресс в области компьютерного звука обеспечил программные реализации, превосходящие свои аппаратные аналоги как в области качества звучания, так и по функциональным возможностям.

В то же время область электронной и компьютерной музыки непосредственным образом затрагивает ряд творческо-эстетических факторов. В культурологической плоскости имеет существенное значение тембрика, характерная той или иной эпохе электронной музыки. В этой связи актуальными являются вопросы сохранения соответствующих электромузыкальных инструментов и/или их точное моделирование с помощью алгоритмов компьютерного синтеза.

80-е и 90-е годы XX века имели определяющее значение для современного тембрального ландшафта электронной музыки. Именно в эти два десятилетия было выпущено значительное количество синтезаторов, звук которых определил тембральный тезаурус существующих музыкальных стилей электронной музыки. При подробной изученности одних (Yamaha DX7, Roland TB303), по-прежнему

слабо раскрыты вопросы моделирования многих других синтезаторов. В частности, среди аппаратных реализаций доминирующего в 80-е годы метода синтеза на основе частотной модуляции (FM-синтеза), помимо широко известного Yamaha DX7, следует выделить и более поздние модели, такие как TX81Z и FS1R. Первый характерен тем, что определил басовый слой для популярного в середине 90-х стиля Eurodance. Существующие сегодня программные модели не имеют широкого распространения и ставятся под сомнение специалистами. Кроме того, закрытость коммерческих программных реализаций исключает изучение алгоритмов специалистами в области компьютерной музыки и обработки звука.

Таким образом, одним из актуальных вопросов компьютерной музыки является точное (перцепционно и алгоритмически идентичное) моделирование различных устройств синтеза и обработки звука. В статье предложено решение данного вопроса на основе метода программного моделирования устройств синтеза звука, учитывающего особенности аппаратной реализации (влияние ЦАП синтезатора на форму генерируемой волны) и рассматривающего генерируемые звуковые объекты в различных плоскостях частотно-временного звукового пространства. Рассматриваемый метод может быть применен к различным устройствам, допускающим возможность получения АЧХ и других характеристик ЦАП.

## 1. Теоретические основы FM-синтеза

В связи с тем, что объектом моделирования является синтезатор Yamaha TX81Z, использующий метод синтеза на основе частотной модуляции (FM-синтез), ниже приводятся основные положения использования частотной модуляции для синтеза звука [1].

FM-синтез позволяет создавать разнообразные тембры, варьирующиеся от простых квазигармонических сигналов до характерного «металлического» шума [2]. Для создания консонансных звуков частота модулятора должна быть гармонически связана (находиться в кратном отношении) с несущей частотой. Некратное соотношение производит диссонансные компоненты спектра. Изменение во времени индексов модуляции позволяет получить сложные тембры, характерные для FM.

Цифровой FM-синтез был основой различных музыкальных инструментов, начиная с 1974 года.

Под простым FM-синтезом понимают ЧМ вида:

$$S_{FM}(t) = \cos(\omega_c t + B \sin \omega_m t). \quad (1)$$

Преобразование Фурье выражения (1) дает:

$$F(S_{FM}(t)) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(B) \cos(\omega_c + n\omega_m)t, \quad (2)$$

где  $J_n(B)$  – функции Бесселя 1-го рода – решения дифференциального уравнения Бесселя, конечные в точке  $x = 0$  при целых и неотрицательных  $n$ .

Амплитуды спектральных составляющих изменяются соответственно функциям Бесселя. Их значения близки к нулю, пока индекс модуляции ( $B$ ) не будет равен порядку ( $n$ ), затем они имеют резкий скачок и ослабевают подобно синусоиде, затухающей пропорционально  $1/x^{1/2}$  (рисунок 1).

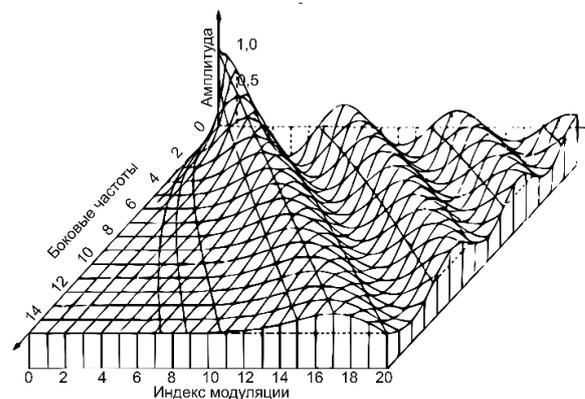


Рис. 1. Зависимость амплитуд спектральных составляющих от индекса модуляции

С увеличением индекса модуляции энергия спектра перераспределяется в сторону боковых полос, что на слух воспринимается как повышение яркости тембра. На рисунке 2 приведены графики спектра для индексов модуляции 1, 2 и 3.

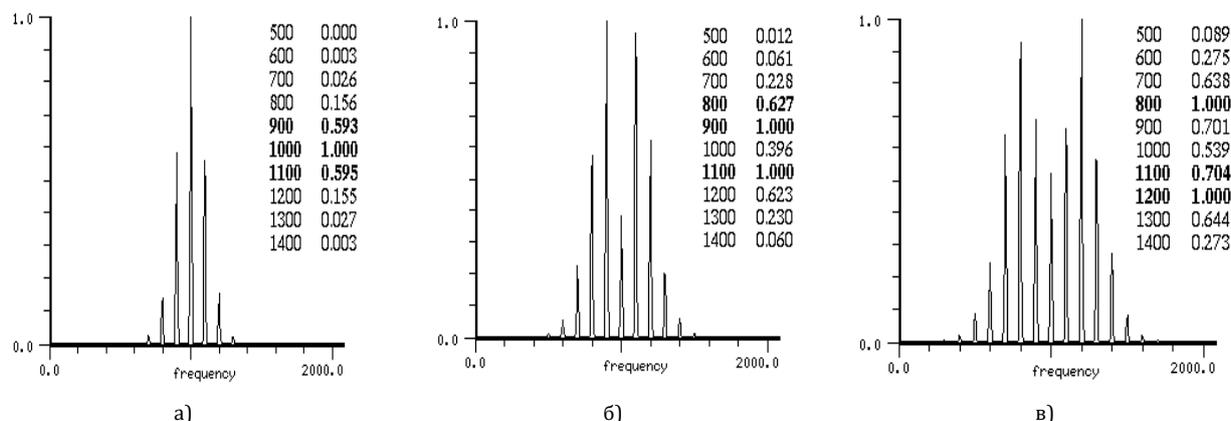


Рис. 2. Спектры FM-сигналов для несущей частоты 1000 Гц, частоты модуляции 100 Гц для индексов модуляции 1 (а), 2 (б) и 3 (в)

## 2. Основные аппаратные и программные реализации FM-синтеза

Алгоритм цифрового FM-синтеза впервые был предложен Д. Чоунингом в Стэнфордском университете в 1967–1968 годах, лицензирован японской компанией Yamaha в 1973 году [1, 3].

Наиболее известной аппаратной реализацией FM-синтеза является синтезатор Yamaha DX7, выпущенный в 1983 году. Yamaha остановила выпуск аппаратных FM-синтезаторов в начале 90-х в связи

с переходом на производство многофункциональных рабочих станций. В настоящее время FM-синтез в основном реализуется в программных синтезаторах, таких, как Native Instruments FM7/FM8, Image-Line Sytrus и др. В то же время практически любой современный синтезатор имеет возможность частотной модуляции между парой генераторов. Таблица 1 содержит сводную информацию об основных FM-синтезаторах в хронологическом порядке.

ТАБЛИЦА 1. Основные аппаратные и программные реализации FM-синтеза

Название / год выпуска	Исполнение	Операторы / Алгоритмы	Волноформы	Интерфейсы	Совместимость
<b>Yamaha DX7</b> (1983) <b>Yamaha DX7-II</b> (1987)	Аппаратная модель, 61 клавиша	6 OPs / 32 ALGs	Синус	MIDI IN/OUT/THRU	-
<b>Yamaha TX81Z</b> (1987)	Аппаратная модель, 1U	4 OPs / 8 ALGs	8 форм	MIDI IN/OUT/THRU	-
<b>Yamaha FS1R</b> (1998)	Аппаратная модель, 1U	8 OPs / 88 ALGs	8 форм	MIDI IN/OUT/THRU	-
<b>NI FM8</b> (2006)	Программный плагин	6 OPs / произв.*	32 формы	VST/AU/AAX	DX7, DX7-II, DX11, TX81Z, DX21, DX27, DX100
<b>Image-Line Sytrus</b> (2008)	Программный плагин для FL Studio	6 OPs / произв.*	Без огр.	ReWire, MIDI	-
<b>asb2m10 Dexed</b> (2016)	Программный плагин	6 OPs / 32 ALGs	Синус	VST/AU/LV2	DX7
<b>Hexter</b> (2004)	Программный плагин	6 OPs / 32 ALGs	Синус	DSSI	DX7
<b>Arturia DX7 V</b>	Программный плагин	6 OPs / 32 ALGs	25 форм	VST/AU/AAX	DX7
<b>LoftSoft FMHeaven</b> (2004)	Программный плагин	6 OPs / произв.*	16 форм	VST	DX7, TX81Z
<b>Oxe FM Synth</b> (2004)	Программный плагин	6 OPs / произв.*	6 форм	VST	-
<b>DXi FM</b> (2011)	Приложение для iPad	4 OPs / 8 ALGs	12 форм	CoreMIDI, AudioBus	-
<b>KQ Dixie</b> (2018)	Приложение для iPad	6 OPs / 32 ALGs	Синус	AU, CoreMIDI, Audio-bus	DX7
<b>Primal Audio FM4</b> (2014)	Приложение для iPad	4 OPs / 8 ALGs	8 форм	Inter-APP, MIDI, AudioBus	-
<b>Yamaha reface DX</b> (2015)	Аппаратный синтезатор, 37 клавиш	4 OPs / 12 ALGs	Синус	USB MIDI	-
<b>Korg Volca FM</b> (2015)	Аппаратный синтезатор, 15 клавиш	6 OPs / 32 ALGs	Синус	MIDI IN, SINC	DX7

\*произв. – произвольный алгоритм

Из таблицы вынесены бюджетные аналоги DX7 – DX9, DX21, DX27, DX100, FB-01, а также соответствующие рэковые версии – TX7, TX802. Произвольное количество алгоритмов означает возможность свободной коммутации между любыми операторами.

Из таблицы видно, что большинство представленных в ней реализаций направлено на воссоздание качеств Yamaha DX7, что подтверждает обозначенный выше тезис об актуальности разработки моделей других устройств. Значительная часть существующих программных моделей использует закрытый код. Среди существующих программных моделей DX7 с открытым кодом наиболее широко известна модель Рассела Пинкстона, опубликованная в Csound Book [6]. При высокой алгоритмической точности, модель не учитывает АЦП, зеркальные искажения и шумы квантования. Кроме того, для данной модели не выполнялось определение соответствий между параметрами моделируемого синтезатора Yamaha (которые носят абстрактный характер и задаются в диапазоне от 0 до 99) и реальными значениями той или иной величины.

### 3. Метод моделирования

В «классическом» варианте компьютерного синтеза звука, процесс формирования любого тембра можно разделить на следующие обобщенные этапы: генерация звуковой основы, манипуляция исходными элементами для формирования основного тембра, дополнительная обработка, включающая в себя различные эффекты.

Например, в простейшей модели субтрактивного синтеза звука первый этап включает в себя генерацию полигармонических волноформ, как правило – пилообразных или прямоугольных, второй – их сумму, различные виды модуляции, обеспечивающие формирование амплитудных и частотных огибающих, низкочастотных модуляторов (LFO, *от англ. Low Frequency Oscillator*) для получения тремоло и вибрато, а также блок частотных фильтров, за счет которого формируется требуемый спектральный образ звукового объекта. Финальный этап включает в себя различную обработку – дилэй, ревербератор, хорус/фейзер/фланжер и т. д. Трехкомпонентная модель формирования тембра показана на рисунке 3.

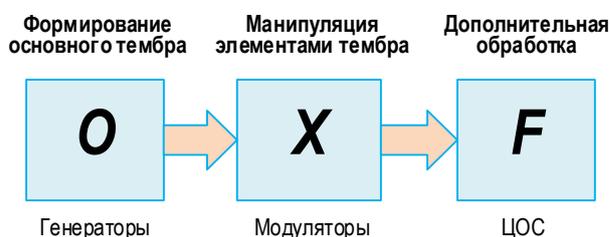


Рис. 3. Трехкомпонентная модель формирования тембра

Как правило, дополнительная обработка рассматривается как побочный элемент синтеза звука. Следует также отметить, что зачастую именно обработка эффектами способна сделать звук уникальным и, в некоторых случаях, она обуславливает хорошую идентифицируемость тембра.

Следовательно, мы можем установить степень подобия одного тембрального пространства другому и, тем самым сократить или обобщить описание, «расслоив» тезаурус тембра на три компоненты:

$$\langle T \rangle^{\xi^T} = \langle T \rangle^{\xi^{T_0}} \cup \langle T \rangle^{\xi^{T_X}} \cup \langle T \rangle^{\xi^{T_F}} = \langle T \rangle^{\xi^{T_0 + \xi^{T_X} + \xi^{T_F}}}, \quad (4)$$

где  $\xi^{T_0}$  – тезаурус формирования основного тембра;  
 $\xi^{T_X}$  – тезаурус манипуляции элементами;  
 $\xi^{T_F}$  – тезаурус дополнительной обработки.

Критерием подобия одного тембрального пространства другому может служить степень принадлежности, определяемая схожестью каждого из трех тезаурусов. Таким образом, тезаурусы блоков  $X$  и  $F$  находятся в зависимости от тезауруса блока  $O$  (см. рисунок 3). При неверном моделировании тезауруса, определяющего формирование тембрального ядра синтезатора, все дальнейшие операции лишены смысла.

#### 4. Описание объекта моделирования

Синтезатор Yamaha TX81Z (1987) представляет собой четырехоператорный FM-синтезатор в рэковом исполнении [5]. Основное отличие от DX-серии заключается в возможности использовать сигналы различной волновой формы (всего используется 8 видов). Наиболее характерным и известным звуком данного синтезатора является пресет C15 Lately Bass, который можно услышать во многих танцевальных композициях ранних 90-х.

В соответствии с OXF-моделью, в начале необходимо максимально точно воссоздать массив волновых форм TX81Z. Рисунок 4 демонстрирует несоответствие между идеальной формой волны № 3 и ее реальным видом, записанным через звуковую карту с частотой дискретизации 96 кГц.

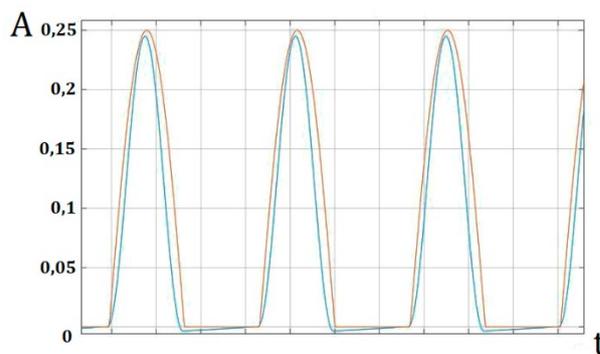


Рис. 4. Сравнение волновых форм № 3 (положительный полупериод синуса)

Данное несоответствие обусловлено нелинейностью АЧХ ЦАП оригинального синтезатора. В этой связи возникает необходимость моделирования применяемой в TX81Z ЦАП. Такая характеристика была снята в режиме генерации синусоидального сигнала (рисунок 5) и смоделирована в Filter Design Tool программы Matlab, как система из двух последовательно соединенных НЧ и ВЧ фильтров (рисунок 6).

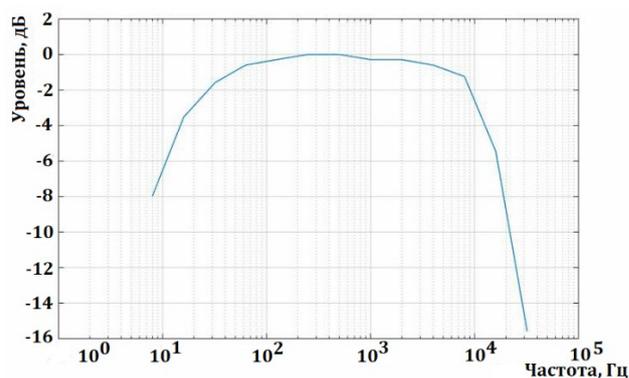
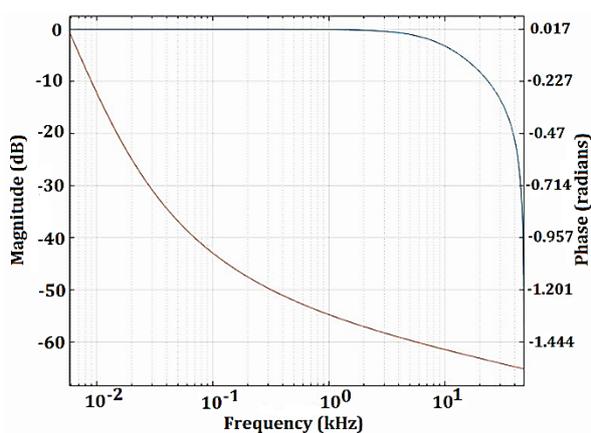
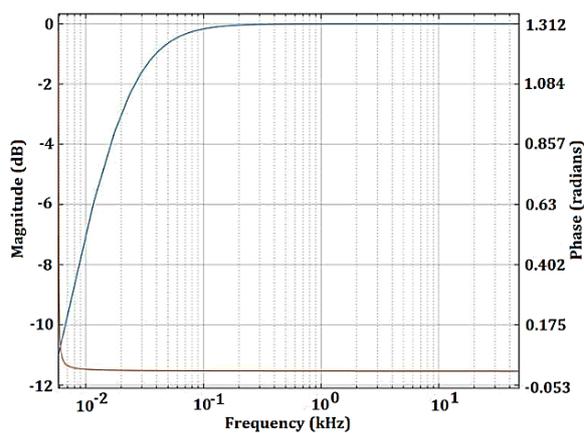


Рис. 5. АЧХ синтезатора TX81Z



а)



б)

Рис. 6. АЧХ и ФЧХ фильтров НЧ (а) и ВЧ (б)

В качестве программной среды синтеза звука в режиме реального времени был выбран Csound [6, 7], представляющий собой язык программирования, предназначенный для синтеза и обработки

звуковых сигналов. Первым шагом к построению модели является измерение параметров и характеристик синтезатора, например, параметров рас-

стройки (detune), затем решается вопрос о возможности и необходимости аппроксимации результатов. Следующим этапом моделирования является создание модели в среде Csound. Затем выполняется сравнение параметров сигналов, полученных с помощью модели, с оригинальными. Если модель не нуждается в дальнейшем уточнении, выполняется разработка соответствующего интерфейса пользователя.

Алгоритм моделирования параметра синтезатора приведен на рисунке 7.

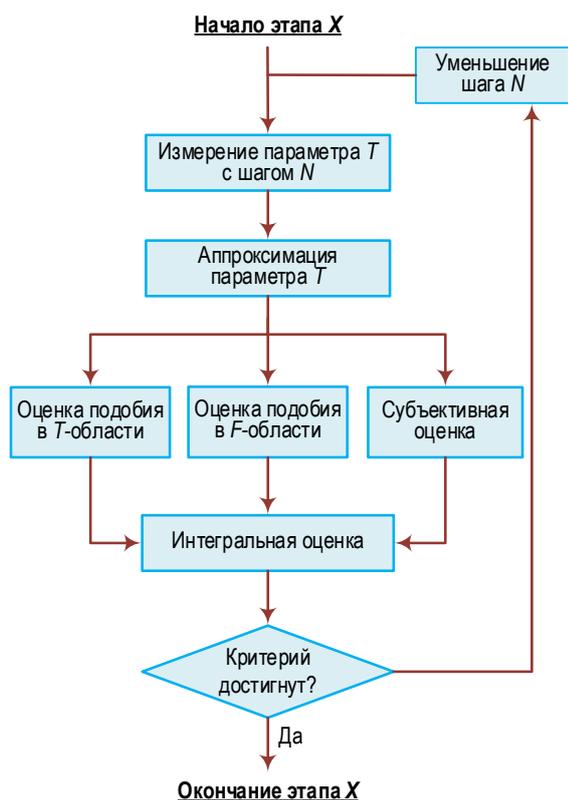


Рис. 7. Алгоритм моделирования параметра синтезатора

В силу значительного числа значений каждого параметра (в MIDI-совместимых устройствах, как правило, это  $2^7 = 128$  значений) задача моделирования и дальнейшей оптимизации кода упрощается, если удастся получить аппроксимацию изменения параметра во времени. При заданном шаге  $N$  снимаются значения параметра и моделируются в программе. Промежуточные значения получаются за счет средств линейной или кубической интерполяции, встроенных в таблично-волновые генераторы Csound, что упрощает моделирование. Затем оценивается точность моделирования по промежуточным значениям. При этом рассматривается подобие во временной области ( $T$ -область), в частотной ( $F$ -область) и субъективное подобие. Несмотря на очевидное наличие корреляции между тремя перечисленными оценками подобия, нередко возможны ситуации, когда при подобии функций спектральной плотности двух сигналов, их временное

представление отличается, например, за счет разных фазовых соотношений. Кроме того, незаметные через средства визуализации особенности сигналов могут оказаться различимыми аудиально. Таким образом, важна интегральная оценка степени подобия оригинального и синтезируемого сигналов.

На данный момент в модели реализована генерация всех оригинальных форм волн. Так же реализована генерация огибающей и модель коммутации операторов. На рисунке 8 приведены результаты сравнения оригинальных волновых форм с модельными в частотной области.

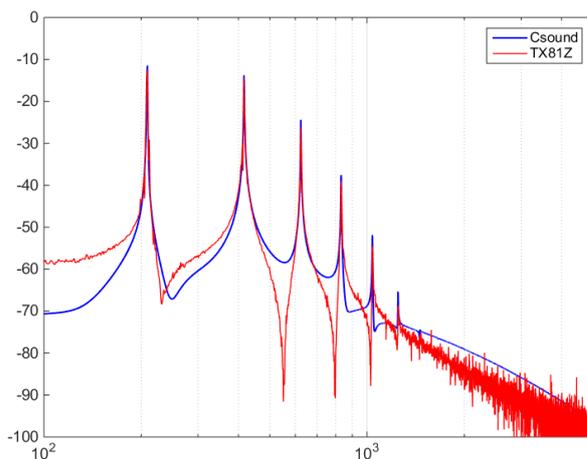


Рис. 8. Результаты сравнения оригинальной и модельной волновых форм в частотной области для двухоператорной модели

### Заключение

Полученный метод может быть применен для моделирования различных аппаратных устройств синтеза и обработки звука. Отсутствие точных программных моделей аппаратных синтезаторов определяет целесообразность продолжения подобных исследований. Метод сможет оказаться особенно востребованным для моделирования цифровых синтезаторов – как ранних сэмплеров и FM-синтезаторов 80-х годов, так и virtual analog устройств конца 90-х. Результаты работы одного из авторов данной статьи в части моделирования модульного синтезатора Clavia Nord Modular G2 изложены в [9, 10]. На следующем этапе работ планируется реализовать чтение оригинальных пресетов TX81Z в MIDI SysEx-формате [8], разработать пользовательский интерфейс и провести субъективную оценку точности моделирования. Основным критерием подобия будет являться схожесть с пресетом C15 Lately Bass, так как именно этот звук является наиболее характерным для моделируемого синтезатора. Генерация данного звука требует двухуровневой модуляции с использованием различных огибающих, самомодуляции оператора четырех и двух различных волновых форм (1 и 5), что свидетельствует о сложности данного звука и позволяет использовать его при оценке точности моделирования.

## Список используемых источников

1. Roads C. *The Computer Music Tutorial*. Cambridge, MA: MIT Press, 1996. 1234 p.
2. Chowning J.M. The Synthesis of Complex Audio Spectra by Means of Frequency Modulation // *The Journal of the Audio Engineering Society*. 1973. Vol. 21. Iss. 7. PP. 526–534.
3. Chowning J., Bristow D. *FM Theory & Applications by musicians for musicians*. Tokyo: Yamaha Music Foundation, 1986. 194 p.
4. Рогозинский Г.Г., Сотников А.Д. Тембральные пространства в задачах сонификации киберфизических систем // Научно-аналитический журнал «Вестник Санкт-Петербургского университета Государственной противопожарной службы МЧС России». 2018. № 2. С. 89–99. DOI:10.24411/2218-130X-2018-00028
5. Yamaha FM Tone Generator TX81Z. Owner's manual.
6. Boulanger R. *The Csound Book: Perspectives in Software Synthesis, Sound Design, Signal Processing, and Programming*. Cambridge, MA: MIT Press, 2000. 782 p.
7. Lazzarini V., Yi S., Ffitch J., Heintz J., Brandtsegg Ø., McCurdy I. *Csound: A Sound and Music Computing System*. Cham: Springer, 2016. 516 p.
8. The MIDI 1.0 Specification V96.1, Second Edition. The MIDI Manufacturers Association, Los Angeles, 2001. 334 p.

\* \* \*

## MODELING METHOD OF HARDWARE SOUND SYNTHESIZERS

N. Goryachev<sup>1</sup>, G. Rogozinsky<sup>2,3</sup><sup>1</sup>JSC «Radar MMS»,

St. Petersburg, 197375, Russian Federation

<sup>2</sup>The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications,

St. Petersburg, 193232, Russian Federation

<sup>3</sup>Solomenko Institute of Transport Problems of the Russian Academy of Sciences,

St. Petersburg, 199178, Russian Federation

**Article info**

Article in Russian

**For citation:** Goryachev N., Rogozinsky G. Modeling Method of Hardware Sound Synthesizers. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(1):25–30. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-1-25-30>

**Abstract:** *The paper presents author's original method of hardware synthesizers and sound processing devices modeling, taking the Yamaha TX81Z FM synthesizer as an example. The computer music language called Csound is used for the software simulation. The paper gives the basis of FM synthesis theory, the review of modeling method, and analysis of modeling results.*

**Keywords:** *sound synthesis systems, modeling, computer music languages, Csound, FM synthesis.*

**References**

1. Roads C. *The Computer Music Tutorial*. Cambridge, MA: MIT Press; 1996. 1234 p.
2. Chowning J.M. The Synthesis of Complex Audio Spectra by Means of Frequency Modulation. *The Journal of the Audio Engineering Society*. 1973;21(7):526–534.
3. Chowning J., Bristow D. *FM Theory & Applications by musicians for musicians*. Tokyo: Yamaha Music Foundation; 1986. 194 p.
4. Rogozinsky G.G., Sotnikov A.D. Timbral Spaces for Sonification of Cyber-Physical Systems. *Vestnik Sankt-Peterburgskogo universiteta GPS MCHS Rossii*. 2018;2:89–99. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.24411/2218-130X-2018-00028>
5. Yamaha FM Tone Generator TX81Z. Owner's manual.
6. Boulanger R. *The Csound Book: Perspectives in Software Synthesis, Sound Design, Signal Processing, and Programming*. Cambridge, MA: MIT Press; 2000. 782 p.
7. Lazzarini V., Yi S., Ffitch J., Heintz J., Brandtsegg Ø., McCurdy I. *Csound: A Sound and Music Computing System*. Cham: Springer; 2016. 516 p.
8. The MIDI 1.0 Specification V96.1, Second Edition. The MIDI Manufacturers Association, Los Angeles, 2001. 334 p.

# ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ДИНАМИЧЕСКИХ ГРОМКОГОВОРИТЕЛЕЙ НА СЛУХОВУЮ ЗАМЕТНОСТЬ ПЕРЕХОДНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

М.О. Пахомов<sup>1\*</sup>

<sup>1</sup>Санкт-Петербургский филиал корпорации LG Electronics Inc.

Санкт-Петербург, 191123, Российская Федерация

\*Адрес для переписки: mpakhomov39@gmail.com

## Информация о статье

УДК 621.391.832.43

Язык статьи – русский

**Ссылка для цитирования:** Пахомов М.О. Исследование влияния электромеханических характеристик динамических громкоговорителей на слуховую заметность переходных искажений // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 1. С. 31–40. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-1-31-40

**Аннотация:** Исследователи и разработчики акустических систем в основном обращают внимание на два наиболее заметных с точки зрения слухового восприятия типа искажений, вносимых в акустический сигнал звуковыми трактами – частотные и нелинейные. Эффект переходных искажений, проявляющийся в субъективных тестах прослушивания при сравнении динамических громкоговорителей с совпадающими амплитудно-частотными характеристиками и отсутствием слышимых нелинейных искажений, до сих пор недостаточно описан в научных работах. В настоящей исследовании проведены объективные измерения динамических громкоговорителей и сформулировали субъективные признаки качества звучания для определения степени влияния электромеханических характеристик громкоговорителя на восприятие переходных искажений. Также в представленной работе сделана попытка определить количественные отношения между этими характеристиками и субъективными оценками.

**Ключевые слова:** электродинамические громкоговорители, параметры Тилля-Смолла, переходные искажения, время атаки, пик-фактор, воспринимаемый динамический диапазон.

## 1. ВВЕДЕНИЕ

Слушатели часто используют такие определения звучания как тонкий, гулкий, яркий или тусклый, чистый или мутный и т. д., чтобы выразить субъективное восприятие качества звучания. Но что стоит за этими прилагательными, и можно ли предсказать описание звука динамического громкоговорителя исходя из знания его объективных характеристик? Эти термины описывают некоторые свойства громкоговорителя, которые будем называть динамическими характеристиками. Субъективные характеристики звука зависят от количества и характера динамических и переходных искажений, которые также зависят от способности громкоговорителя воспроизводить отношение (установленное в исходном сигнале) между среднеквадратическими и пиковыми значениями в эффективном динамическом и частотном диапазоне [1].

Известно, что музыкальный сигнал содержит низкочастотные сигналы разной длительности, например, звук органа, трубы и бас-барабана. Также известно, что точность воспроизведения этих звуков различными динамическими преобразователями будет разной: звук органа будет воспроизводиться достаточно точно, в то время как короткий удар басового барабана будет искажаться во временной области. Воспроизведение сигналов других музыкальных инструментов, чьи спектры и динамические характеристики имеют промежуточные значения, будет происходить с большей или меньшей точностью.

Целью данного исследования является определение набора электромеханических характеристик, которые оказывают наибольшее влияние на переходные искажения, и получение зависимостей между этими характеристиками и субъективными показателями качества.

## 2. ФУНДАМЕНТАЛЬНЫЕ ПРИЧИНЫ ПЕРЕХОДНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В КОЛЕБАТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЕ

### 2.1. Теоретические предпосылки

Типичным примером управляемых затухающих гармонических колебаний является движение подвижной части электродинамического громкоговорителя [2]. Хорошо известна модель последнего с сосредоточенными параметрами, колебательное движение которой математически описывается неоднородными линейными дифференциальными уравнениями второго порядка:

$$M_{ms} \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + R_m \frac{dx(t)}{dt} + K_m x(t) = Bl i(t), \quad (1)$$

$$L_e \frac{di(t)}{dt} + R_e i(t) + Bl \frac{dx(t)}{dt} = e(t), \quad (2)$$

где  $L_e$  – электрическая индуктивность;  $R_e$  – электрическое сопротивление;  $M_{ms}$  – масса подвижной системы;  $K_m$  – механическая жесткость;  $R_m$  – механическое сопротивление;  $Bl$  – силовой фактор.

Данные уравнения обеспечивают очень точные оценки отклонения звуковой катушки при условии, что указанные электромеханические параметры являются постоянными.

В конечном итоге решение неоднородного дифференциального уравнения является суммой общего решения связанного однородного уравнения (переходного решения) и частного решения (стационарного решения) неоднородного уравнения и может быть записано в виде:

$$x(t) = x_{g.h.}(t) + x_{p.n.}(t), \quad (3)$$

где  $x_{g.h.}$  – общее однородное решение;  $x_{p.n.}$  – частное неоднородное решение.

Решения этих уравнений хорошо известны, поэтому приведем только полученные выражения. Общее решение однородного дифференциального уравнения – это решение уравнения затухающих колебаний (правая часть уравнения равна нулю). Общим однородным решением является:

$$x_{g.h.}(t) = e^{-\beta \omega_0 t} (c_1 \cos(\omega_d t) + c_2 \sin(\omega_d t)), \quad (4)$$

где  $\omega_0$  – резонансная частота; константы  $c_1$  и  $c_2$  определяются из начальных условий; коэффициент демпфирования  $\beta = \frac{R_m}{2\sqrt{K_m M_{ms}}}$ ;  $\omega_d$  – собственная частота с учетом демпфирования, вычисляемая как:

$$\omega_d = \omega_0 \sqrt{1 - \beta^2}. \quad (5)$$

Общее решение состоит в том, что экспоненциально убывающая функция с коэффициентом затухания  $\beta$  не зависит от функции воздействия.

Частным неоднородным решением являются вынужденные колебания угловой частоты  $\omega$ , равной частоте движущей силы:

$$x_{p.n.}(t) = A_0 \cos(\omega t + \varphi), \quad (6)$$

где  $A_0$  – амплитуда вынужденных колебаний;  $\omega$  – частота возбуждения;  $\varphi$  – фазовый сдвиг между смещением и возбуждением.

Кроме того,  $\beta$  определяет амплитуду колебаний  $A_0$  (7) на частотах вблизи резонанса и разность фаз  $\varphi_z$  (8) между возбуждающей силой и положением генератора:

$$A_0 = \frac{F_0}{M_m \sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (2\beta\omega)^2}}, \quad (7)$$

$$\varphi_z = \arctg \left( Q \cdot \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right), \quad (8)$$

где  $F_0(t) = Bl \cdot i(t)$  – возбуждающая сила.

Чтобы амплитуда колебаний достигла величины  $A_0$  (7), колебательной системе необходимо передать энергию, равную полной энергии  $E_T$  при этой амплитуде:

$$E_T = E_P + E_K = \frac{M_{ms} A_0^2 \omega^2}{2} \cos^2(\omega t + \varphi_0) + \frac{M_{ms} A_0^2 \omega^2}{2} \sin^2(\omega t + \varphi_0) = \frac{M_{ms} A_0^2 \omega^2}{2}, \quad (9)$$

где  $E_P$  – потенциальная энергия;  $E_K$  – кинетическая энергия колебательной системы.

Время, необходимое для этого, помимо величины тока, протекающего через звуковую катушку, также зависит от отношения  $Bl/M_{ms}$ . Часто это отношение называют фактор ускорения.

Переходные процессы в колебательных системах определяются общим решением однородного уравнения, которое определяется величиной затухания в системе. В случае с электродинамическими громкоговорителями нас в первую очередь интересует, как его механическая  $Q_{ms}$ , электрическая  $Q_{es}$  и полная добротность  $Q_{ts}$ , силовой фактор  $Bl$  и масса подвижной системы  $M_{ms}$  влияют на воспроизведение сигналов с коротким временем атаки.

### 2.2. Расхождение в результатах вычислений параметров Тия-Смолла

В «аналоговую эру» многие исследователи замечали, что измеренные характеристики электродинамического громкоговорителя меняются в зависимости от параметров тестового сигнала. В 1980–90-х годах проводились исследования для изучения зависимости формы и параметров кривой импеданса от скорости увеличения частоты сигнала синусоидальной развертки [3, 4]. Тогда акустические измерения проводились с использованием аналоговых устройств, например, картографов В&К и RFT. Было отмечено, что в то время как сигнал развертки проходил область основной резонансной частоты громкоговорителя  $F_s$  с разными скоростями, форма и параметры кривой полного сопротивления громкоговорителя изменялись в пределах нескольких процентов (рисунок 1).

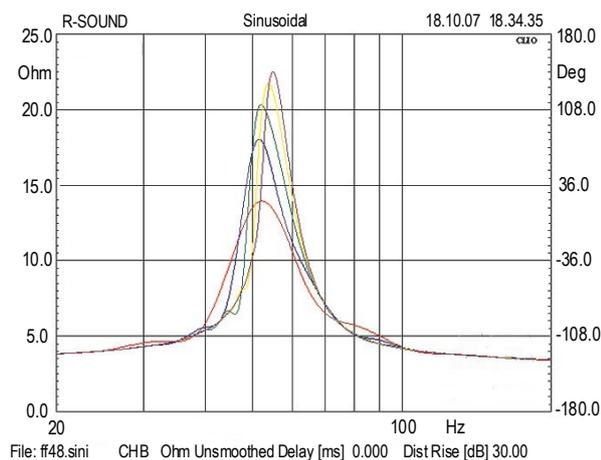


Рис. 1. Аналоговые измерения кривых импеданса для 8-дюймового мидбаса

На рисунке 1 показан набор кривых импеданса, полученных для 8-дюймового среднечастотного громкоговорителя при различных настройках скорости изменения частоты сигнала развертки. Этот параметр, выраженный временем прохождения диапазона частот 10–10000 Гц, варьировался от 30 до 0,3 с. Самая высокая кривая на графике соответствует наибольшему времени прохождения, самая низкая кривая – наименьшему времени прохождения, соответственно. Разница в результатах определяется вкладом решений уравнения в результирующую амплитуду смещения. В длинном сигнале основной вклад в амплитуду колебаний вносит частное неоднородное решение (6), и пик близок к частоте  $\omega_0$ , когда используется короткий сигнал, похожий на импульс, основной вклад вносит общее однородное решение (4) с пиком на частоте  $\omega_d$ . Разница в форме кривой обусловлена различием добротности системы  $Q_{ts}$ . В случае короткого импульса  $Q$  системы в основном определяется величиной  $Q_{es}$ . В случае длинного сигнала подвижная часть успевает раскачаться до амплитуды, определенной уравнением (6), и  $Q_{ms}$  начинает вносить значительный вклад.

Поэтому для обнаружения и измерения переходных искажений во время тестов прослушивания нам необходимо использовать сигналы, близкие в их временной форме к импульсным сигналам.

Ниже будет показано влияние физических параметров динамического преобразователя на излучаемый им звук и предложены количественные характеристики, рассчитанные на основе излучаемых акустических сигналов, для оценки переходных процессов.

### 3. ПОДГОТОВКА И ПРОВЕДЕНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТОВ И ИЗМЕРЕНИЙ

Для проведения экспериментов и измерений необходимо подготовить набор тестовых электродинамических громкоговорителей, измерить их электрические и механические характеристики, выбрать тестовые сигналы для оценки акустиче-

ского отклика динамических преобразователей и для тестов прослушивания. Также необходимо определить атрибуты качества звука, описывающие субъективное восприятие переходных и динамических искажений, выбрать опытных слушателей и провести тесты прослушивания.

Для этого исследования были выбраны десять громкоговорителей разных производителей, которые охватывают широкий спектр электрических и механических параметров. Преобразователи этого класса играют важную роль в воспроизведении звука в широком диапазоне от 60 Гц до 4 кГц. Кроме того, они имеют резонанс в диапазоне 60–80 Гц, который соответствует резонансу ударных инструментов: басового барабана и малого барабана. Эти инструменты отвечают за динамику музыкального произведения и имеют короткое время атаки и затухания.

#### 3.1. Измерение электромеханических и частотных характеристик

Выбранные преобразователи были тщательно проанализированы с помощью программно-аппаратного комплекса Klippel R&D. Результаты измерений для выбранных моделей динамических преобразователей приведены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Основные характеристики выбранных громкоговорителей

№	$F_s$	$Q_{ms}$	$Q_{ts}$	$M_{ms}$	$BI$	$BI/M_{ms}$
1	73,3	4,8	0,75	13,3	4,95	0,37
2	61,1	3,9	0,54	14,9	5,7	0,38
3	64,3	14,5	0,72	15,1	3,84	0,25
4	94,9	9,62	1,2	9,38	2,84	0,3
5	88,1	12,7	1	12,9	3,8	0,3
6	78,6	8,96	1,67	9,01	2,76	0,3
7	82,8	6,72	1,75	7,86	2,47	0,31
8	74,5	7,62	0,88	13,3	3,43	0,26
9	87,5	7,34	1,3	8,76	3,22	0,37
10	82,4	7,38	1,53	10,6	3,06	0,29

Таблица 1 показывает, что выбранные модели электродинамических громкоговорителей обеспечивают широкий разброс значений основных электрических и механических характеристик. Например, разброс значений механической добротности составляет от 3,9 до 14,5, а разброс масс подвижной системы составляет от 7,9 до 15,1 г. В то же время фактор ускорения имеет гораздо меньший относительный разброс: от 0,25 до 0,38. Резонансные частоты выбранных образцов находятся в диапазоне от 61 до 95 Гц.

Выбранные преобразователи были установлены в одном корпусе с задним объемом 30 л, после чего измерялись их частотные характеристики. Сводная амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) образцов представлена на рисунке 2.

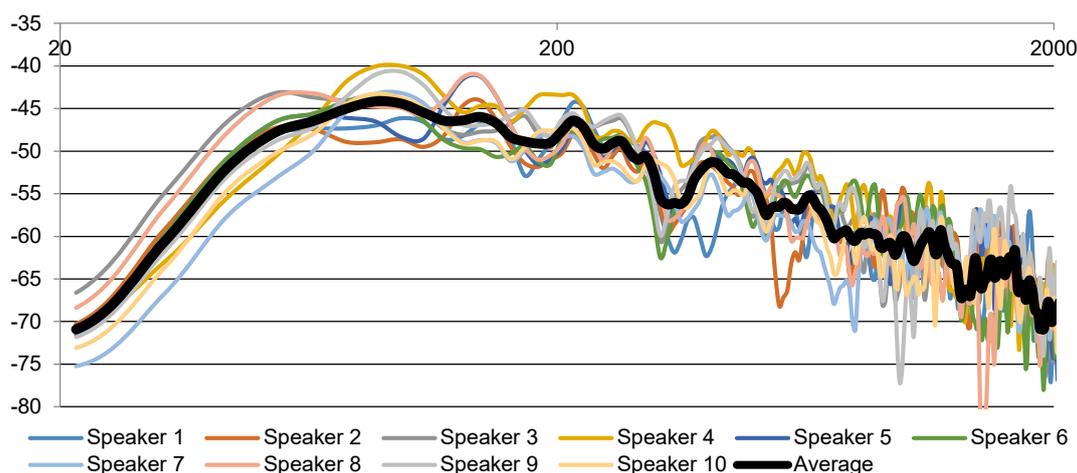


Рис. 2. АЧХ (в том числе, усредненная – Average) выбранных образцов (Speaker 1–10)

### 3.2. Атрибуты для объективной оценки

Как было упомянуто выше, заметность переходных искажений зависит от временной формы сигнала, то есть от того, насколько быстро уровень сигнала изменяется во времени. Однако легко заметить, что сигнал также изменяется в частотной области, и эти изменения наиболее заметны, когда частота возбуждения меньше, чем резонансная частота колебательной системы. В случае коротких сигналов основной вклад в амплитуду смещения вносит общее однородное решение (4). Колебания возникают на частоте  $\omega_d$  (5), которая отличается (в общем случае) от частоты возбуждающего воздействия.

Для количественной оценки переходных искажений, вносимых в сигнал громкоговорителями, было решено использовать следующие характеристики сигнала [5]:

- частота, соответствующая максимуму АЧХ сигнала;
- динамический диапазон;
- пик-фактор;
- продолжительность импульса.

### 3.3. Выбор тестовых сигналов

Для количественного анализа переходных искажений было решено использовать акустические сигналы, создаваемые ударными музыкальными инструментами: большими и маленькими барабанами. Эти сигналы имеют короткое время атаки, большой динамический диапазон. Энергия сигнала сосредоточена в узком диапазоне, который включает в себя резонансные частоты тестируемых образцов [6].

Всего было выбрано четыре разных сигнала. Три сигнала имеют максимальную энергию на частотах около 60 Гц и разную длительность. Четвертый сигнал имеет максимальную энергию на частоте 127 Гц, а также очень короткое время атаки и затухания. Интересующие нас характеристики сигнала приведены в таблице 2.

ТАБЛИЦА 2. Характеристики тестовых сигналов

Характеристики	№ образца			
	1	2	3	4
Динамический диапазон, дБ	16,5	18,5	12,3	22
Частота максимума энергии, Гц	55	52	65	127
Длительность, мс	400	250	100	50
Пик-фактор, дБ	12	11	10	12

В исследованиях также использовался искусственный сигнал – последовательность тоновых импульсов 40–120 Гц с шагом 10 Гц. Каждый импульс имел длительность 10 периодов и постоянную амплитуду (рисунок 3).

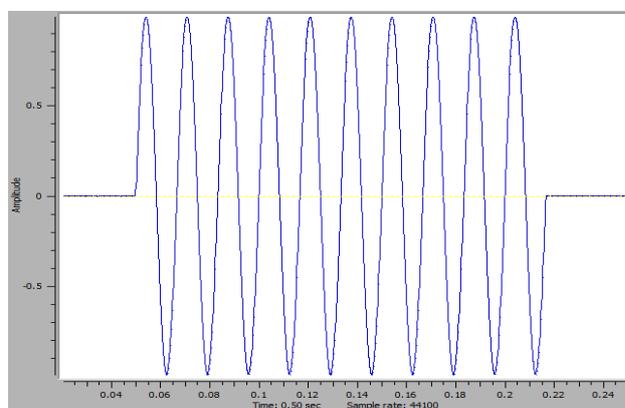


Рис. 3. Временная форма тонального импульса 60 Гц

Для тестов прослушивания был подготовлен набор музыкальных программ с преобладанием ударных инструментов, высоким пик-фактором и максимумом звуковой энергии в диапазоне 40–90 Гц [6]. Фонограммы, отобранные для тестов прослушивания, и их основные характеристики приведены в таблице 3.

Из таблиц 2 и 3 следует, что выбранные тестовые сигналы и музыкальные программы для прослушивания тестов близки по своим основным характеристикам.

**ТАБЛИЦА 3. Музыкальные программы и их основные характеристики**

Название	Тип	Частота максимума энергии $F_0$ , Гц	Длительность импульсов, мс	Пик-фактор импульсов, дБ
Michael Jackson «Billie Jean»	Electric bass	65, 127	300, 80	30
Yim Hok Man «Poem of Chinese Drum»	Big Drum slam	60	600	14
Black Eyes Peas «Boom Boom Pow»	Electric bass	70	280	13

#### 4. МЕТОД ТЕСТОВ ПРОСЛУШИВАНИЯ

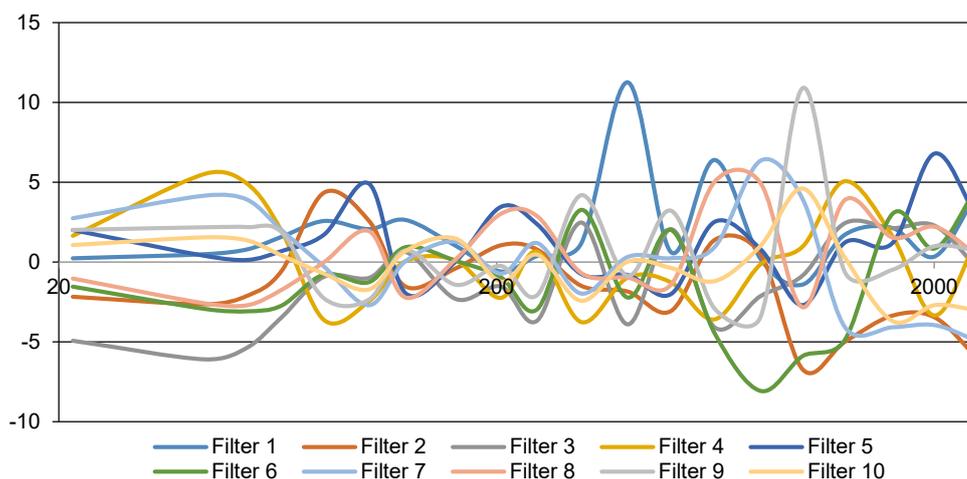
##### 4.1. Выравнивание амплитудно-частотной характеристики

Как показано на рисунке 1, выбранные модели имеют некоторые различия в частотных характеристиках. Разницу было решено компенсировать, предварительно обработав тестовые программы в Adobe Audition.

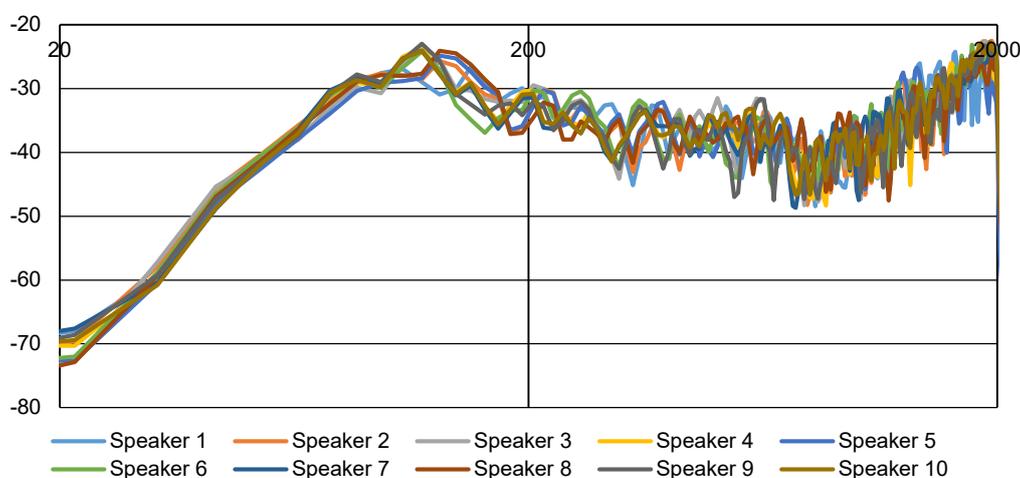
Процесс выравнивания АЧХ начинался с воспроизведения тестовыми образцами громкоговорителей ступенчатого тонального сигнала в диапазоне частот 20 Гц–5 кГц и шагом в 1/12 октавы на уровне 80 дБ и записи акустического сигнала в точке прослушивания. Всего было измерено десять тестовых образцов. В качестве целевой АЧХ была взята усредненная кривая, полученная как среднеарифметическое значение измеренных АЧХ в каждой частотной точке [7].

Измеренная АЧХ для каждого громкоговорителя использовалась для создания индивидуального корректирующего фильтра (рисунок 4). При применении этого фильтра к музыкальным программам, подаваемым на вход соответствующего громкоговорителя, АЧХ выходного сигнала соответствовала целевой кривой.

В некоторых случаях для достижения целевой АЧХ требовалось несколько итераций процесса выравнивания (рисунок 5).



**Рис. 4. Графики корректирующих фильтров (Filter 1–10) для каждого образца**



**Рис. 5. АЧХ выбранных образцов (Speaker 1–10) после процедуры корректировки**

Окончательным результатом процесса калибровки является набор корректирующих фильтров, которые можно было применить к референсной музыкальной программе перед воспроизведением. В результате выравнивания итоговая разница между частотными характеристиками соответствующих сигналов, воспроизводимых различными громкоговорителями, не превышала 1 дБ в 1/3 октавных полосах.

Поскольку все модели работали в комфортном диапазоне амплитуд смещения звуковой катушки, уровень регистрируемых нелинейных искажений был крайне незначительным. Таким образом, можно допустить, что все возможные продукты нелинейных искажений были замаскированы полезным сигналом, и влиянием нелинейных искажений на субъективные предпочтения можно пренебречь.

#### 4.2. Процедура тестирования

Для тестов были отобраны четыре эксперта, их слух был проверен с помощью аудиометрических тестов. Ни у одного из них не было выявлено нарушений слуха, и у всех аудиометрические пороги в обоих ушах на всех аудиометрических частотах от 250 до 8000 Гц не превышали 20 дБ HL. Возраст экспертов варьировался от 27 до 35 лет (в среднем 31, стандартное отклонение 4). Испытуемые были добровольцами и не имели специфических жанровых предпочтений.

Каждый слушатель провел в общей сложности 8 испытаний (4 программных по 2 прослушивания). В каждом испытании 10 тестовых образцов воспроизводили одинаковую музыкальную программу, подвергнутую предварительной обработке корректирующим фильтром (см. п. 4.1) и оценивались по 5-балльной шкале предпочтений. Шкала имела семантические дескрипторы в каждом интервале для поощрения последовательной интерпретации и использования шкалы: 1 (сильно не нравится), 2 (не нравится), 3 (хорошо – ни нравится, ни не нравится), 4 (нравится) и 5 (сильно нравится). Чтобы поощрить последовательное использование шкалы, слушателям было предложено следующее руководство при выборе того, как они разделили свои оценки между двумя громкоговорителями:  $a \leq 0,5$  балла означало небольшое предпочтение; 1 балл – умеренное предпочтение;  $a \geq 2$  баллов – сильное предпочтение. Слушатели могли при желании прокомментировать свою оценку.

#### 4.3. Субъективные признаки качества звучания

Поскольку представленная работа направлена на исследование влияния переходных искажений на субъективную оценку качества, было решено устранить влияние частотных искажений путем предварительной обработки референсных сигналов корректирующими фильтрами (см. п. 4.1) [7, 3]. Указанная процедура позволяет устранить стацио-

нарные частотные искажения, в результате чего регистрируемая слуховой системой разница в звучании может быть следствием только переходных и динамических искажений. Как отмечено выше, частотные искажения могут также являться следствием переходных искажений.

Таким образом, эксперты должны были ранжировать представленные образцы по пяти критериям: общее предпочтение (OP, *от англ.* Overall Preference); удельная громкость низких частот (BP, *от англ.* Bass Performance); чистота баса (BC, *от англ.* Bass Clearness) – басовая герметичность и четкость; воспринимаемый динамический диапазон (DR, *от англ.* Dynamic Range); воспринимаемое время атаки (AT, *от англ.* Attack Time).

### 5. РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ И ОЦЕНОК

Проанализируем корреляцию между объективными измерениями и субъективными оценками переходных искажений, вносимых в звуковые сигналы электродинамических преобразователей, а также связи величины этих искажений с их механическими и электрическими характеристиками.

Как показано в п. 2.1, переходные искажения могут быть разделены на две составляющие: искажения частоты, обусловленные первой частью уравнения (3), и искажения во временной области, которые также зависят от времени, необходимого для достижения амплитуды стационарных колебаний, рассчитанной по уравнению (7).

#### 5.1. Связь характеристик акустического отклика с характеристиками громкоговорителей

Рассмотрим, как временная форма сигналов влияет на переходные искажения. Для сравнения звуковых сигналов во временной области разработан программный инструмент для синхронизации записанных сигналов и расчета разности амплитуды и частоты для выбранных временных интервалов. Для сравнения все сигналы были нормализованы так, чтобы энергия записанных сигналов совпадала в диапазоне частот от 300 Гц–2000 кГц.

Ниже будет показано, как характеристики динамического преобразователя влияют на частотную и временную составляющие переходных искажений. Было произведено сравнение тестовых образцов (№ 2, 3, 7 и 10), которые демонстрируют существенную разницу в электрических и механических характеристиках (см. таблицу 1). Первая пара испытательных образцов имеет максимальную разницу в массе подвижной части (14,9 и 7,8 г) и в полной добротности (0,54 и 1,75), соответственно.

Рисунок 6 показывает, что преобразователь с более легкой движущейся частью демонстрирует выраженную «переходную» часть решения уравнения (3) и может быстрее развить амплитуду, соответствующую установившемуся процессу. Процесс за-

тухания в выбранных образцах имеет примерно ту же продолжительность и энергию, что и преобразователь с более тяжелой подвижной частью, более мощный драйвер и, следовательно, низкую добротность [8].

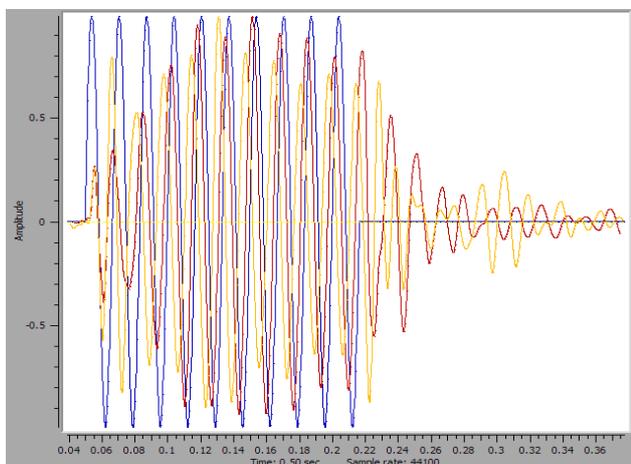


Рис. 6. Временные формы тона 60 Гц: синий – исходный сигнал; красный –  $\max M_{ms}$  и  $\min Q_{ts}$ ; желтый –  $\min M_{ms}$  и  $\max Q_{ts}$

Сравним волновые формы записей второго тестового сигнала, которые соответствуют образцам с наибольшей и наименьшей массой подвижной части (рисунок 7).

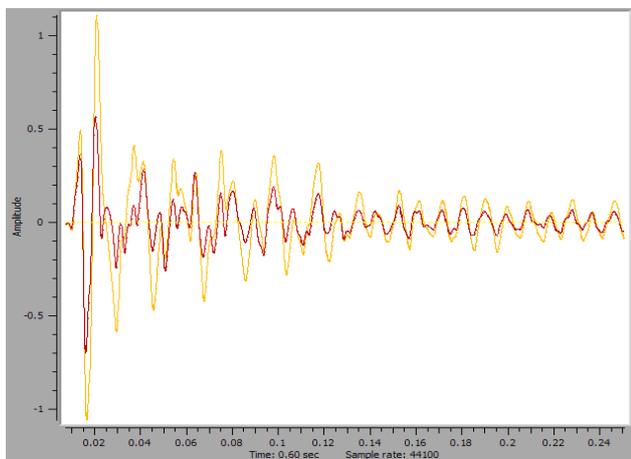


Рис. 7. Временная форма второго испытательного сигнала: красный –  $\max M_{ms}$  и  $\min Q_{ts}$ ; желтый –  $\min M_{ms}$  и  $\max Q_{ts}$

График показывает, что нормированные уровни записанных сигналов значительно различаются. Более легкая движущаяся часть имеет значительно более высокую амплитуду независимо от низкого значения силового фактора  $B_l$  и более высокой резонансной частоты (61 и 83 Гц, соответственно).

Сравним результаты измерений в частотной области (рисунок 8). Анализ сигналов, полученных с помощью других тестовых образцов, подтверждает вывод о том, что более легкие колебательные системы могут быстрее достигать стационарной амплитуды (иметь более короткое время атаки) и излучать больше энергии на частоте движущей силы.

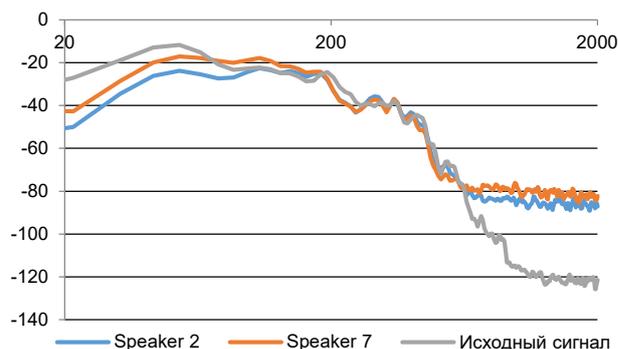


Рис. 8. Сравнение АЧХ образцов № 2 (Speaker 2) и 7 (Speaker 7) для второго тестового (исходного) сигнала

Также представляет интерес влияние величины общей добротности на переходный процесс. Сравним акустические характеристики образцов № 1, 2, 3 и 8 (набор 1) и образцов № 4, 5, 6, 7, 9 и 10 (набор 2). Образцы из первого набора имеют низкую добротность, из второго – высокую (см. таблицу 1).

График временной формы записанных сигналов показывает, что образцы из набора 1 имеют длительный переходный процесс с высокой амплитудой колебаний (рисунок 9). Образцы из группы с высокой добротностью имеют гораздо более короткий процесс затухания (рисунок 10).

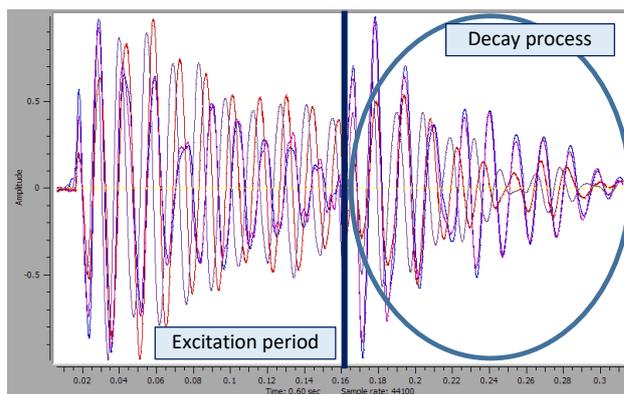


Рис. 9. Временная форма тона 70 Гц, образцы с низким  $Q_{ts}$

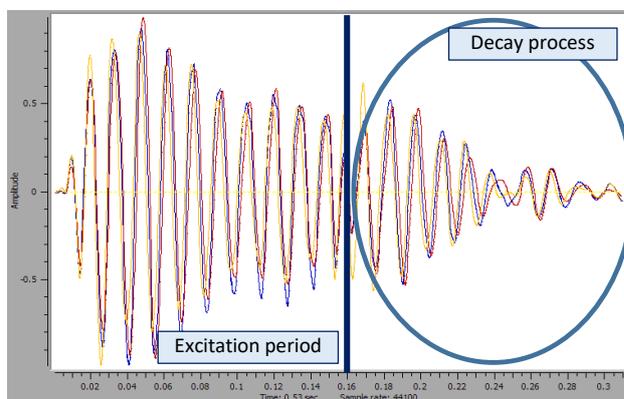


Рис. 10. Временная форма тона 70 Гц, образцы с высоким  $Q_{ts}$

Ниже будет показано, что этот факт имеет большое значение для объяснения причин влияния  $Q_{ts}$  на рейтинг чистоты басов.

## 5.2. Корреляция между субъективными оценками и электромеханическими характеристиками громкоговорителей

Ответы слушателей были статистически проанализированы с использованием коэффициента корреляции Пирсона  $R$  между субъективными оценками для различных атрибутов качества звука и выбранными электромеханическими параметрами. Были отмечены значительные зависимости между показателями  $M_{ms}$ ,  $Bl$ ,  $Q_{ts}$  (таблица 4, где желтый цвет  $|R| > 0,6$ ; зеленый цвет  $|R| > 0,7$ ) и выбранными субъективными атрибутами качества, а также между самими атрибутами (таблица 5).

ТАБЛИЦА 4. Коэффициенты корреляции  $R$  между субъективными оценками и объективными характеристиками

Фактор	BP	BC	AT	DR	OP
$F_s$	0,37	0,69	0,61	0,52	0,74
$M_{ms}$	-0,69	-0,85	-0,75	-0,7	-0,8
$Q_{ms}$	-0,63	-0,16	0,01	0,17	-0,05
$Q_{ts}$	0,33	0,80	0,65	0,65	0,56
$Bl$	-0,15	0,54	-0,63	-0,6	-0,55
$Bl/M_{ms}$	0,67	0,31	0,06	-0,2	0,2

ТАБЛИЦА 5. Корреляции между оценками обобщенного качества и оценками отдельных признаков качества

Признак качества	Корреляция с обобщенной оценкой качества
Бас	0,77
Чистота	0,69
Динамический диапазон	0,61
Атака	0,73

Поскольку многие параметры громкоговорителя являются взаимозависимыми, нет необходимости описывать влияние каждого из них на субъективные оценки качества звучания.

## 6. АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ

В этом разделе проанализируем корреляцию между объективными и субъективными измерениями переходных искажений в электродинамических громкоговорителях и предложим объяснение полученным зависимостям.

### 6.1. Связь характеристик акустического отклика с параметрами громкоговорителей

Для коротких импульсных сигналов, длительность которых не превышает длительность переходного процесса, громкоговорители с легкой подвижной системой получают преимущество с точки зрения величины переходных искажений и создают большее звуковое давление в полосе низких частот. Прежде всего, это связано с тем, что длительность переходного процесса зависит от коэффициента полной добротности колебательной системы, который ниже у тяжелых систем.

### 6.2. Корреляция с $F_s$

После выравнивания АЧХ для выбранных образцов громкоговорителей, резонансная частота  $F_s$  громкоговорителя, тем не менее, имеет заметную корреляционную связь с оценками атрибутов качества звучания. Это может быть объяснено тем фактом, что существует значительная отрицательная корреляция между  $F_s$  и  $M_{ms}$  и в тоже время видно, что масса подвижной системы  $M_{ms}$  также отрицательно коррелирует с оценками всех качественных признаков. Таким образом, можно сделать вывод, что указанная корреляционная связь является вторичной (следствием).

### 6.3. Корреляция с массой подвижной системы громкоговорителя $M_{ms}$

Сильные отрицательные корреляции между величиной  $M_{ms}$  и оценками всех субъективных атрибутов качества звучания связаны с тем, что колебательные системы с тяжелой подвижной системой медленнее достигают амплитуды установившегося колебательного движения  $A_0$  (7), чем системы с легкой подвижной системой. Это, в свою очередь, влияет на время атаки и излучение баса при коротких импульсах. Можно предположить, что указанная зависимость также связана с низкой добротностью тяжелых систем.

### 6.4. Корреляция с коэффициентом механической добротности $Q_{ms}$

Существует значительная отрицательная корреляция между  $Q_{ms}$  и оценкой «BP», обусловленная тем фактом, что импульсные сигналы сильно зависят от «переходного» решения уравнения движения (4), которое в значительной степени зависит от коэффициента потерь системы. Также присутствуют более слабые зависимости между  $Q_{ms}$  и субъективными оценками других атрибутов качества звучания.

### 6.5. Корреляция с коэффициентом полной добротности $Q_{ts}$

Существует также значительная положительная корреляция между величиной коэффициента полной добротности громкоговорителя и оценками динамического диапазона и времени атаки. Прежде всего, это связано с величиной потерь в колебательной системе во время переходного процесса.

Сильная положительная корреляция между оценками атрибута «BC» и  $Q_{ts}$  обусловлена тем фактом, что преобразователи с низким  $Q_{ts}$  из нашего набора имеют резонансную частоту около 70 Гц, а тестовые сигналы имеют импульсы на этой частоте (см. таблицы 1, 3). Согласно приведенным выше результатам в этом случае может наблюдаться длительный процесс затухания собственных колебаний. Это приводит к нечеткому звучанию для выбранных программ.

### 6.6. Корреляция с величиной силового фактора $Bl$

По-видимому, существуют некоторые умеренные положительные корреляции между  $Bl$  и рейтингами предпочтений «DR» и «AT». Но в целом  $Bl$  оказывает большее влияние на установившийся процесс, что следует из уравнения (7). Существует также очевидная корреляция между показателем «BP» и фактором ускорения (отношением  $Bl/M_{ms}$ ), обусловленная зависимостью воспроизведения низких частот от выходного сигнала конкретного громкоговорителя.

## 7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В представленной работе была исследована связь между слуховым восприятием и количественными измерениями переходных искажений на основе анализа работы десяти электродинамических громкоговорителей. Разница в АЧХ выбранных образцов была устранена путем предварительной обработки фонограмм корректирующими фильтрами, в результате чего при измерении на стационарных многотональных сигналах для всех образцов была получена одинаковая АЧХ. Вместе с отсутствием слышимых нелинейных искажений это позволило сфокусировать внимание слушателей на разнице в звучании, обусловленной переходными искажениями. При субъективных тестах оценки качества звучания использовались четыре различные музыкальные программы, которые после обработки соответствующими цифровыми фильтрами воспроизводились тестируемыми громкоговорителями при уровне звукового давления 85 дБ. Четыре обученных слушателя дали сравнительные оценки предпочтений для пяти субъективных признаков и комментарии для каждого преобразователя на основе своего восприятия.

Были выбраны пять различных параметров громкоговорителей для исследования корреляции между ними и субъективными оценками. В результате работы можно сделать следующие выводы:

1) после выравнивания АЧХ для стационарных сигналов, резонансная частота громкоговорителя  $F_s$  имеет заметную положительную корреляцию с субъективными оценками предпочтений в предположении, что это вторичная зависимость, обусловленная корреляцией величин резонансных частот и масс подвижных систем исследуемых образцов);

2) масса подвижной системы преобразователя  $M_{ms}$  оказывает наибольшее влияние на субъективное восприятие переходных искажений, при этом с увеличением  $M_{ms}$  оценки для всех выбранных атрибутов качества снижаются);

3) оценка «BP» положительно зависит от величины механической добротности  $Q_{ms}$ ;

4) коэффициент общей добротности системы положительно коррелирует с динамическими характеристиками «DR», «AT» и отрицательно коррелирует с оценками «BC»;

5) силовой фактор  $Bl$  имеет сильную отрицательную корреляцию с коэффициентом полной добротности  $Q_{ts}$ , поэтому параметр  $Bl$  имеет корреляцию, обратную  $Q_{ts}$  с оценками соответствующих атрибутов качества.

На основании полученных результатов можно сделать надежный вывод о том, что с точки зрения количества динамических и переходных искажений и их слышимости в музыкальных программах с широким динамическим диапазоном, высоким темпом и высоким пик-фактором отдельных фрагментов, а также максимумом излучаемой акустической энергии на частотах, близким к резонансным частотам динамических громкоговорителей, наибольшее отрицательное влияние вносят абсолютная масса подвижной системы громкоговорителя и его коэффициент полной добротности.

### Список используемых источников

1. Harwood H.D. Some factors in loudspeaker quality // Wireless World. 1976. Vol. 82. PP. 45–54.
2. Serway A.R., Jewett W.J. Physics for Scientists and Engineers with Modern Physics. Boston: Brooks/Cole & Cengage, 2018. 1484 p.
3. Toole F. Sound Reproduction: The Acoustics and Psychoacoustics of Loudspeakers and Rooms. Audio Engineering Society Presents. Waltham: Focal Press, 2008. 568 p.
4. Toole F.E., Olive S.E. The Modification of Timbre by Resonances: Perception and Measurement // Journal of the Audio Engineering Society. 1988. Vol. 36. Iss. 3. PP. 122–142.
5. Meyer J. Acoustics and the Performance of Music: Manual for Acousticians, Audio Engineers, Musicians, Architects and Musical Instrument Makers. New York: Springer Science & Business Media, 2009. 446 p.
6. Bradley J.S., Soulodre G.A., Norcross S. Factors influencing the perception of bass // Journal of the Acoustical Society of America. 1997. Vol. 101. Iss. 5. DOI:10.1121/1.419017
7. Temme S., Olive S., Tatarunis S., Welti T., McMullin E. The Correlation between Distortion Audibility and Listener Preference in Headphones // Proceedings of the 137th International Audio Engineering Society Convention (Los Angeles, USA, 9–12 October 2014).
8. Keele Jr. D.B. Comparison of Direct-Radiator Loudspeaker System Nominal Power Efficiency vs. True Efficiency with High-Bl Drivers // Proceedings of the 115th International Audio Engineering Society Convention (New York, USA, 10–13 October 2003).

\* \* \*

# INVESTIGATION OF INFLUENCE OF ELECTROMECHANICAL CHARACTERISTICS OF ELECTRODYNAMIC TRANSDUCERS ON SOUND QUALITY PERCEPTION

**M. Pakhomov**<sup>1</sup>

<sup>1</sup>St. Petersburg Branch of the Corporation LG Electronics Inc.  
St. Petersburg, 191123, Russian Federation

## Article info

Article in Russian

**For citation:** Pakhomov M. Investigation of Influence of Electromechanical Characteristics of Electrodynamic Transducers on Sound Quality Perception. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(1):31–40. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-1-31-40>

**Abstract:** *The two most noticeable types of distortion in an audio signal path – frequency and nonlinear – are frequently analyzed by researchers and developers in terms of auditory perception. The effect of transient distortion, though insufficiently studied, is evident in subjective listening tests when comparing dynamic transducers with similar frequency response and no audible nonlinear distortions. In the present study was conducted dynamic transducer measurements and subjective evaluations to define the critical factors based on the dynamic transducer's electromechanical characteristics that affect transient distortion and determined relations between the factors' values and subjective scores.*

**Keywords:** *transient distortions, dynamic distortions, Thiele-Small parameters, attack time, peak-factor, dynamic range.*

## References

1. Harwood H.D. Some factors in loudspeaker quality. *Wireless World*. 1976;82:45–54.
2. Serway A.R., Jewett W.J. *Physics for Scientists and Engineers with Modern Physics*. Boston: Brooks/Cole & Cengage; 2018. 1484 p.
3. Toole F. *Sound Reproduction: The Acoustics and Psychoacoustics of Loudspeakers and Rooms*. Audio Engineering Society Presents. Waltham: Focal Press; 2008. 568 p.
4. Toole F.E., Olive S.E. The Modification of Timbre by Resonances: Perception and Measurement. *Journal of the Audio Engineering Society*. 1988;36(3):122–142.
5. Meyer J. *Acoustics and the Performance of Music: Manual for Acousticians, Audio Engineers, Musicians, Architects and Musical Instrument Makers*. New York: Springer Science & Business Media; 2009. 446 p.
6. Bradley J.S., Soulodre G.A., Norcross S. Factors influencing the perception of bass. *Journal of the Acoustical Society of America*. 1997;101(5). Available from: <https://doi.org/10.1121/1.419017>
7. Temme S., Olive S., Tatarunis S., Welti T., McMullin E. The Correlation between Distortion Audibility and Listener Preference in Headphones. *Proceedings of the 137th International Audio Engineering Society Convention, 9–12 October 2014, Los Angeles, USA*.
8. Keele Jr. D.B. Comparison of Direct-Radiator Loudspeaker System Nominal Power Efficiency vs. True Efficiency with High-BI Drivers. *Proceedings of the 115th International Audio Engineering Society Convention, 10–13 October 2003, New York, USA*.

## РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

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

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

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

**05.12.14 – Радиолокация и навигация**



# МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ УСТРОЙСТВ ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ НА БАЗЕ АРХИТЕКТУРЫ ЦИФРОВЫХ ОБЪЕКТОВ

М.С. Аль-Бахри<sup>1</sup>, Р.В. Киричек<sup>1</sup>, Д.Д. Сазонов<sup>1\*</sup>

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

\*Адрес для переписки: dim-saz@yandex.ru

## Информация о статье

УДК 004.7

Язык статьи – русский

**Ссылка для цитирования:** Аль-Бахри М.С., Киричек Р.В., Сазонов Д.Д. Моделирование системы идентификации устройств интернета вещей на базе архитектуры цифровых объектов // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 1. С. 42–47. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-1-42-47

**Аннотация:** Проведен анализ возможности построения системы идентификации устройств интернета вещей на базе архитектуры цифровых объектов. Предложена модель системы резолюции идентификаторов цифровых объектов как системы массового обслуживания, на базе которой выполнен оптимизационный эксперимент и получена конфигурация системы резолюции, позволяющая сократить время на разрешение идентификатора устройства. Проведен анализ программного обеспечения существующей системы резолюции Handle System и предложены пути возможного улучшения алгоритмов с целью сокращения времени на разрешения идентификатора.

**Ключевые слова:** интернет вещей, архитектура цифровых объектов, идентификация цифровых объектов, Handle System, система массового обслуживания.

## Введение

В современном обществе значительную часть рынка технических систем занимает Интернет вещей. Данные устройства находят место во многих областях, начиная от простого бытового использования, медицины и заканчивая применением в военных целях. По приблизительным оценкам, количество устройств IoT (*от англ.* Internet of Things) составляет порядка 28 миллиардов и это цифра с каждым годом растет. Гигантское множество устройств интернета вещей взаимодействуют друг с другом ежедневно, что открывает широчайшие возможности по созданию приложений различного класса на базе данных «умных» систем. Очевидно, что для обеспечения корректной и быстрой работы с огромным потоком информации от таких устройств требуется наличие надежной системы адресации и идентификации, в связи с чем выделяется отдельная область задач – идентификация интернета вещей. Основной проблематикой данной области является присвоение уникальных идентификаторов и связанных с ними метаданных устройствам интернета вещей, позволяющих им обмениваться информацией с различными сущностями в сети Интернет [1–3].

В [3–6] авторами рассмотрены, а ниже обобщены основные особенности идентификации для

интернета вещей, а именно: различный жизненный цикл устройств; взаимоотношение объектов интернета вещей с другими внесистемными сущностями; особые требования к контексту, в котором работают устройства; требования к обеспечению механизмов защиты; возможность расширения системы идентификации до огромного числа устройств; возможность эффективно работать для самых различных устройств; прозрачность системы адресации и независимость от сети; гибкий и эффективный механизм резолюции идентификаторов; безопасность и сохранность пользовательских данных и т. д.

На сегодняшний день существуют несколько подходов для построения системы идентификации устройств интернета вещей [7, 8]. Одним из возможных решений возникшей проблемы является использование архитектуры идентификации на базе архитектуры цифровых объектов DOA (*от англ.* Digital Object Architecture).

## 1. Общая концепция архитектуры цифровых объектов

Как было показано в статье [3], существующие системы управления информацией в сети основаны на классической клиент-серверной архитектуре. Сервер в такой системе представляется местом

хранения информации и обработки запросов от клиентов на работу с данной информацией. DOA, в отличие от такого подхода, стремится решить вопрос не о локализации, а о контексте цифрового объекта [1].

Цифровой объект в данной архитектуре характеризуется не только информацией о своем расположении. Помимо этого, существует возможность получать различные сведения о самом объекте: требования к доступу, аутентификации, информацию об авторе и прочее [9]. Вся эта информация вносится самим создателем цифрового объекта. Для этого в архитектуру DOA интегрирована специальная инфраструктура, обеспечивающая необходимое шифрование и верификацию доступа.

Основными структурными элементами DOA являются цифровой объект, система резолюции идентификатора (Handle System) и репозиторий и реестр цифровых объектов. Остановимся на принципах системы резолюции подробнее.

Каждому цифровому объекту в описываемой архитектуре ставится в соответствие уникальный идентификатор – DOI (от англ. Digital Object Identifier). Данный идентификатор чем-то напоминает URL, на базе которого построен современный Интернет. Однако, в отличие от последнего, присваиваемые идентификаторы остаются постоянными и не зависят от состояния цифрового объекта. Именно система резолюции связывает идентификатор с информацией о текущем статусе цифрового объекта (местонахождение, доступ, информация об аутентичности) [10].

В классической архитектуре DOA система резолюции является двухуровневой [1, 2, 7]. Первым уровнем резолюции является глобальный реестр (GHR, от англ. Global Handle Registry); вторым уровнем – набор локальных реестров (LHR, от англ. Local Handle Registry) или локальных сервисов (LHS, от англ. Local Handle Service). Для разрешения идентификатора в данной подсистеме, вначале идет обращение к глобальному реестру GHR, который сообщает информацию о локальном реестре LHR, в котором содержится необходимая информация о цифровом объекте. Схематически данный процесс представлен на рисунке 1.

Сама структура идентификатора DOA также соответствует двухуровневой системе [11]. Например, рассмотрим идентификатор: 10.1000/123abc. Первая часть, расположенная до «/», носит названия префикса; вторая часть – суффикса. Префикс позволяет установить сведения о локальном реестре цифрового объекта LHR. Данное соответствие префикса и информации об администраторе хранится в глобальном реестре GHR. Суффикс же уже однозначно идентифицирует конкретный объект, и данная информация, связывающая суффикс с конкретным объектом, хранится в локальном реестре LHR.

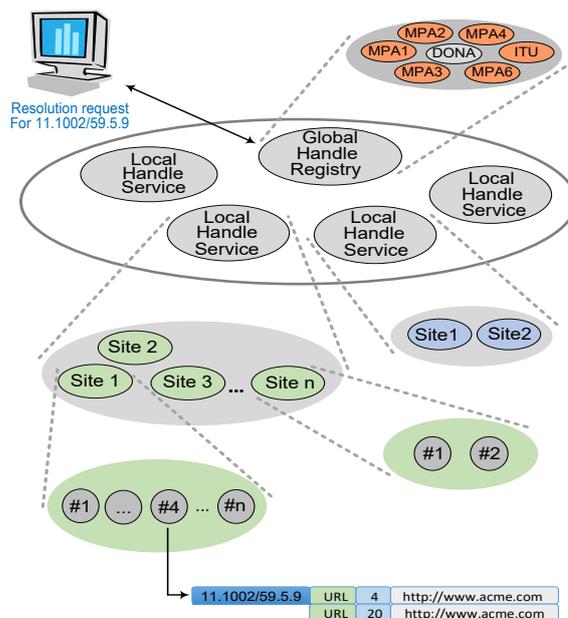


Рис. 1. Структура системы резолюции (Handle system)

## 2. Математическая модель системы резолюции

Как было описано выше, система резолюций состоит из двух типов реестров – GHR и LHR. Пусть группа реестров GHR определяется символом  $G_j$ , где  $j = 1, 2, 3...N$ , где  $N$  – общее число реестров GHR в системе. Каждый реестр GHR объединяет и контролирует определенный набор локальных реестров. Набор локальных реестров, подсоединенных к  $j$ -му GHR, обозначается символом  $L_{ji}$ , где  $i = 1, 2, 3...M_j$ , где  $M_j$  – общее количество LHR, подсоединенных к  $j$ -му GHR. Переданные пакеты прибывают на сервер с определенной частотой, соответствующей Пуассоновскому процессу, формируя одиночную очередь на контроллере. Такая система может быть смоделирована на основе мульти-серверной модели массового обслуживания (M/M/s) [12].

Тогда среднее время ответа  $T_j$  реестра GHR  $G_j$  равно сумме времени в очереди и времени обработки, и может быть вычислено при помощи формулы Эрланга, как функция частоты поступления  $\lambda_i$  запросов и частоты обслуживания  $\mu$ :

$$T_j(\lambda) = \frac{f\left(s, \frac{\lambda_j}{\mu}\right)}{s\mu_j - \lambda_j} + \frac{1}{\mu}. \quad (1)$$

Функция  $f(s, \lambda/\mu)$  определяет вероятность того, что все серверы в системе используются, и любая из поступивших заявок попадет в очередь:

$$f\left(s, \frac{\lambda}{\mu}\right) = \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{1-\gamma}\right) \left(\frac{s!}{(s\gamma)^s}\right) \sum_{k=0}^{s-1} \frac{(s\gamma)^k}{k!}}, \quad (2)$$

$$\gamma = \frac{\lambda_j}{s\mu}. \quad (3)$$

Функция  $\gamma$  показывает использование системы, что отражает также ее стабильность. Система ста-

бильно распределена только если показатель использования системы  $\gamma$  меньше единицы. Данная информация может быть корректно интерпретирована при помощи диаграммы состояний модели M/M/s. В случае, когда число заявок в очереди больше, чем на сервере контроллера, обработка будет происходить с той же частотой  $\mu$ , при этом контроллер будет предельно заполнен.

Частота поступления заявок  $\lambda_j$  реестра GHR  $G_j$  рассчитывается как сумма средних частот поступления заявок на локальных реестрах, подсоединенных к реестру  $G_j$ :

$$\lambda_j = \sum_{L_i} \lambda_i. \quad (4)$$

Средняя нагрузка на сервер-посредник  $G_j$  рассчитывается как среднее число поступивших и обработанных запросов. При помощи формулы Эрланга рассчитывается средняя нагрузка  $L_j$  на реестрах GHR:

$$L_j(\lambda) = s\gamma + \frac{\gamma}{1-\gamma} f\left(s, \frac{\lambda_j}{\mu}\right). \quad (5)$$

### 3. Имитационная модель системы резолюции

Для того, чтобы охарактеризовать эффективность системы резолюции идентификаторов в архитектуре DOA при применении к задачам идентификации Интернета Вещей, рассмотрим систему резолюции как СМО (систему массового обслуживания).

В качестве системы СМО было решено взять модель M/M/n/m. Данная модель характеризует систему с экспоненциальным распределением времени обслуживания заявок и экспоненциальным распределением времени между поступлениями заявок [13]. Кроме того, модель удовлетворяет следующим важным условиям:

- наличие нескольких каналов обработки (в данной модели будем рассматривать серверы GHR как самостоятельную сущность, только лишь обрабатывающую приходящие в нее запросы);
- ограничение на длину буфера GHR отсутствует (каждый запрос, поступивший в систему, будет обслужен);
- нет приоритетности у поступающих запросов, каждый запрос обрабатывается в той последовательности, в которой поступил в систему.

Стоит заметить, что при анализе обработки трафика запросов на протяжении длительного периода времени (например, суток), выбранная модель уже не будет валидной [5]. Однако на коротких промежутках времени эту модель можно использовать. В качестве времени работы системы был выбран промежуток в 200 с.

Модель системы резолюции как СМО была построена путем анализа существующей реализации системы резолюции [1, 4, 7]. В существующей архитектуре используется не один GHR-сервер, а не-

сколько, принадлежащих МРА (от англ. Multi-Primary Administrators), контролируемым DONA Foundation [1, 2, 8]. Каждый МРА-сервер представляет собой GHR, способный разрешать поступающие на него запросы. Путем анализа работы программного обеспечения, предоставляемого Handling.net [14], была установлена инфраструктура серверов глобальных регистров верхнего уровня и определена средняя задержка на разрешение запроса этими серверами. В данном программном обеспечении все МРА-серверы эквивалентны между собой и запрос на разрешение поступает последовательно на все серверы и анализируется ответ, который пришел первым. При этом не идет учет и анализ времени задержки до сервера. По сути система резолюции гарантирует, что если запрос на разрешение поступил в систему, то он обязательно будет выполнен, однако время, которое может потребоваться на это, четко не регламентировано [7, 9]. В таблице 1 представлены характеристики серверов МРА, используемых в качестве GHR в действующей архитектуре системы резолюции.

ТАБЛИЦА 1. Характеристики серверов МРА

МРА	IP-адрес	Средняя задержка на разрешение, мс
CNRI (Америка)	132.151.20.9; 38.100.138.153; 38.100.138.131; 132.151.20.9; 2001:550:100:6::138:153; 2001:550:100:6::4; 132.151.1.179	243.548
ITU (Швейцария)	156.106.193.160	71.33
Beijing Flash Newsletter Cas Telecommunication (Китай)	119.90.34.34	473.583
Alicloud (Китай)	47.90.103.77	410.693
ATI - Agence Tunisienne Internet (Тунис)	41.231.118.2	82.510
Gesellschaft Für Wissenschaftliche Datenverarbeitung Mbh Göttingen (Германия)	134.76.30.197	44.356
Communications And Information Technology Commission (Каудовская Аравия)	86.111.195.107	318.450
Liquid Telecommunications Operations Limited (Кения)	196.12.152.22	258.450

На рисунке 2 изображена основная диаграмма процесса обработки запроса системой массового обслуживания, в которой рассматривался процесс разрешения идентификатора (имитационное моделирование произведено в среде Anylogic).

Элемент clients соответствует источнику заявок на разрешение идентификаторов, поступающих от устройств. Далее идет разветвление на 8 каналов,

каждый из которых соответствует инфраструктуре определенного МРА. Вероятность выбора каждого из каналов в существующей системе одинакова. Каждый сервер МРА представляет собой набор из буфера заявок и сервера обработки идентификатора. При этом количество каналов в сервере обработки соответствует количеству серверов каждого конкретного МРА, приведенных в таблице 1. Буфер каждого из серверов МРА является гипотетически неограниченным, что обеспечивает свойство системы резолюции по гарантированному разрешению поступившего идентификатора.

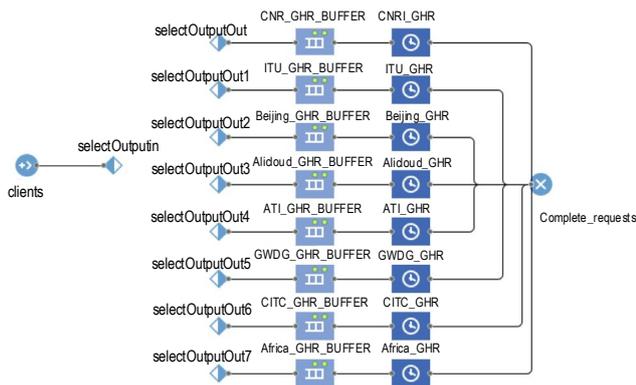


Рис. 2. Имитационная модель системы резолюции идентификатора цифровых объектов как СМО

Следует отметить, что анализ ограничивался только верхним уровнем GHR, и не анализировался следующий уровень работы системы с LHR. Взаимодействие с локальными серверами и анализ их конфигурации должен рассматриваться отдельно в рамках конкретной решаемой задачи.

#### 4. Результаты моделирования

Так как система DOA строится на базе сетевой архитектуры, которая уже существует на данный момент для глобальной сети Интернет, то основными параметрами, влияющими на работу, будут величина сетевой задержки для поступающего запроса, скорость обработки запроса сервером, ответственным за резолюцию, и количество каналов обработки у каждого МРА.

Характеристикой системы резолюции, критичной для идентификации Интернета вещей, является среднее время обслуживания одного запроса. Данное время будет зависеть как от конфигурации системы, так и от интенсивности нагрузки.

На рисунке 3 (синяя линия) показана зависимость среднего времени разрешения идентификатора (сек.) от интенсивности поступающих запросов (Эрл.) при текущей конфигурации системы резолюции. Как видно из графика, с ростом интенсивности нагрузки увеличивается и среднее время разрешения одного идентификатора, причем при больших нагрузках это время доходит до 30 секунд, что достаточно много для реальных приложений, особенно если сравнивать с показателями системы DNS.

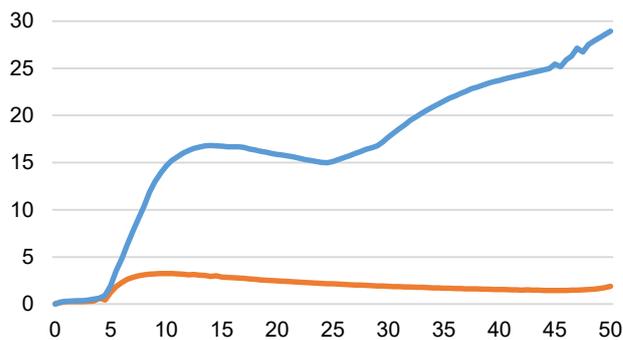


Рис. 3. Зависимость времени разрешения идентификаторов от интенсивности запросов при текущей (синяя линия) и оптимальной конфигурации (красная линия)

Используя возможности среды Anylogic, проведем оптимизационный эксперимент, направленный на установление наиболее подходящей инфраструктуры GHR-серверов при текущей конфигурации временных задержек с целью снизить среднее время разрешения идентификатора. Основным параметром для оптимизации будет количество GHR-серверов, используемым каждым из МРА. В качестве целевой функции будем стремиться минимизировать время разрешения запроса. Установим время разрешения не более 1 секунды. Зададимся значением интенсивности в 50 Эрл.

Результаты оптимизационного эксперимента представлены в таблице 2, где: alfa – параметр интенсивности нагрузки; d1...d8 – количество серверов каждого из МРА.

ТАБЛИЦА 2. Результаты оптимизационного эксперимента

	Текущее	Лучшее
Итерация	500	60
Функционал	3.947	0.878
<i>Параметры</i>		
alfa	50	50
d1	7	7
d2	9	10
d3	4	1
d4	9	10
d5	8	10
d6	8	10
d7	10	10
d8	8	10

Процесс оптимизации заключается в последовательном запуске модели с варьированием параметров оптимизации (количества серверов GHR) для достижения установленной цели (времени разрешения идентификатора менее 1 сек.). В столбце «Текущее» представлены параметры оптимизируемой модели на текущем шаге итерации. Строка «Функционал» показывает значение оптимизационной функции на текущем шаге. В конце оптимизационного процесса мы получаем набор параметров (количество серверов GHR), наиболее близко

обеспечивающих результат времени разрешения идентификатора не более 1 сек. Для текущей конфигурации модели количество серверов составляет 7, 10, 1, 10, 10, 10, 10 для каждого МРА из таблицы 1 соответственно, как показано столбце «Лучшее». Как видно из строки «Функционал», для лучшей итерации значение времени разрешения идентификатора составило 0.878 сек. По графику на рисунке 3 (красная линия) видно, что при конфигурации GHR-серверов, взятых по результатам оптимизационного эксперимента, разрешение идентификатора в системе происходит гораздо быстрее; прирост скорости в 15 раз достигается на максимальной интенсивности нагрузки.

### Заключение

Основываясь на результатах моделирования системы, можно сделать выводы о том, что текущая инфраструктура системы резолюции требует дальнейшего масштабирования и распределения для того, чтобы быть способной выдерживать большие нагрузки и минимизировать время разрешения поступающих запросов. Особенно акту-

ально это при использовании архитектуры DOA и системы резолюции в задачах, связанных с идентификацией устройств интернета вещей.

Помимо инфраструктурного расширения существующей системы, доработки нужно вести и в программной части. Как уже было упомянуто ранее, в результате анализа открытого исходного кода библиотеки, предоставляемой Handling.net [15] для построения собственных клиентских решений для взаимодействия с системой резолюции, было установлено, что при отправке запроса на разрешение идентификатора к серверам GHR не производится предварительного анализа времени сетевой задержки до каждого из серверов. Каждый сервер из списка, приведенного в таблице 1, опрашивается в случайной последовательности и анализируется первый полученный ответ. Такая реализация, несомненно, сказывается на общем времени разрешения идентификатора [16]. Поэтому требуется дальнейшая модификация исходного с целью создания функционала сортировки и приоритизации GHR-серверов в зависимости от сетевой задержки от клиентского устройства.

### Список используемых источников

1. Аль-Бахри М.С., Киричек Р.В., Бородин А.С. Архитектура цифровых объектов как основа идентификации в эпоху цифровой экономики // Электросвязь. 2019. № 1. С. 12–21.
2. Белявский Д.М. и др. Цифровая идентификация объектов: технология и не только. М.: Научное обозрение, 2016. 228 с.
3. Kirichek R., Kulik V., Koucheryavy A. False clouds for Internet of Things and methods of protection // Proceedings of the 18th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT, Pyeongchang, South Korea, 31 January–3 February 2016). Piscataway, NJ: IEEE, 2016. PP. 201–205. DOI:10.1109/ICACT.2016.7423328
4. Al-Bahri M., Yankovsky A., Kirichek R., Borodin A. Smart System Based on DOA and IoT for Products Monitoring and Anti-Counterfeiting // Proceedings of the 4th MEC International Conference on Big Data and Smart City (ICBDSC, Muscat, Oman, 15–16 January 2019). Piscataway, NJ: IEEE, 2019. DOI:10.1109/ICBDSC.2019.8645610
5. Al-Bahri M., Yankovsky A., Borodin A., Kirichek R. Testbed for Identify IoT-Devices Based on Digital Object Architecture // Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems. Proceedings of the 18th International Conference, NEW2AN, and the 11th Conference, ruSMART (27–29 August 2018, St. Petersburg, Russia). Lecture Notes in Computer Science. Cham: Springer, 2018. Vol. 11118. PP. 129–137. DOI:10.1007/978-3-030-01168-0\_12
6. Albahri M., Kirichek R., Ateya A.A., Muthanna A., Borodin A. Combating Counterfeit for Io T System Based on DOA // 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. DOI:10.1109/ICUMT.2018.8631257
7. Кучерявый А.Е. Интернет Вещей // Электросвязь. 2013. № 1. С. 21–24.
8. Kahn R., Wilensky R. A framework for distributed digital object services // International Journal on Digital Libraries. 2006. Vol. 6. Iss. 2. PP. 115–123. DOI:10.1007/s00799-005-0128-x
9. Кучерявый А.Е., Прокопьев А.В., Кучерявый Е.А. Самоорганизующиеся сети. СПб.: Типография «Любавич», 2011. 312 с.
10. Тельтевская В.А., Зеленов В.В., Шустов Н.И., Кулик В.А., Киричек Р.В., Маколкина М.А. Идентификация устройств интернета вещей с помощью технологий дополненной реальности // Информационные технологии и телекоммуникации. 2017. Т. 5. № 4. С. 64–70.
11. Тхай Н.З. Удаленные вычисления через Web-сервер MATLAB как система массового обслуживания // Вестник Иркутского государственного технического университета. 2012. № 4(63). С. 25–32.
12. Shortle J.F., Thompson J., Gross D., Harris C.M. Fundamentals of Queueing Theory. Hoboken: John Wiley & Sons., 2018. 576 p.
13. Handle.Net Registry. URL: <http://www.handle.net/index.html> (дата обращения 22.03.2019)
14. The Handle System // The DONA Foundation. URL: <https://www.dona.net/handle-system> (дата обращения 22.03.2019)
15. Balanis C.A. Antenna Theory: Analysis and Design. Hoboken: John Wiley & Sons, 2005.
16. Madhow U. Fundamentals of Digital Communication. New York: Cambridge University Press, 2008.

\* \* \*

# A DIGITAL OBJECT ARCHITECTURE BASED INTERNET OF THINGS DEVICES IDENTIFICATION SYSTEM MODELING

M.S. Al-Bahri<sup>1</sup>, R. Kirichek<sup>1</sup>, D. Sazonov<sup>1</sup>

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

## Article info

Article in Russian

**For citation:** Al-Bahri M.S., Kirichek R., Sazonov D. A Digital Object Architecture Based Internet of Things Devices Identification System Modeling. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(1):42–47. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-1-42-47>

**Abstract:** *The analysis of the possibility of building a system for identifying devices of the Internet of Things based on the Digital Object Architecture has been carried out. A model of the system of resolution handle system of Digital Object Identification as a queuing system is proposed. The analysis of the existing system Handling. Is proposed an identification system model based on digital object architecture. On the basis of the developed model of the queuing system, an optimization experiment was performed and the configuration of the resolution system was obtained, allowing to reduce the time for resolving the device identifier. The software of the existing Handle System resolution was analyzed and ways of improving the algorithms with the aim of reducing the time for identifier resolution were proposed.*

**Keywords:** *Internet of Things, Digital Object Architecture, Digital Object Identification, Handle System, queuing system.*

## References

1. Al-Bahri M.S., Kirichek R.V., Borodin A.S. The digital object architecture as a basis for identification in the era of the digital economy. *Electrosvyaz*. 2019;1:12–21. (in Russ.)
2. Beliauskii D.M., et al. *Tsifrovaia identifikatsiia obiektov: tekhnologiya i ne tolko* [Digital Identification of Objects: Technology and Not Only]. Moscow: Scientific Review Publishing House; 2016. 228 p. (in Russ.)
3. Kirichek R., Kulik V., Koucheryavy A. False clouds for Internet of Things and methods of protection. *Proceedings of the 18th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT), 31 January–3 February 2016 Pyeongchang, South Korea*. Piscataway, NJ: IEEE; 2016. p.201–205. Available from: <https://doi.org/10.1109/ICACT.2016.7423328>
4. Al-Bahri M., Yankovsky A., Kirichek R., Borodin A. Smart System Based on DOA and IoT for Products Monitoring and Anti-Counterfeiting. *Proceedings of the 4th MEC International Conference on Big Data and Smart City, ICBDS, 15–16 January 2019, Muscat, Oman*. Piscataway, NJ: IEEE; 2019. Available from: <https://doi.org/10.1109/ICBDS.2019.8645610>
5. Al-Bahri M., Yankovsky A., Borodin A., Kirichek R. Testbed for Identify IoT-Devices Based on Digital Object Architecture. *Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems. Proceedings of the 18th International Conference, NEW2AN, and the 11th Conference, ruSMART, St. Petersburg, Russia, 27–29 August 2018. Lecture Notes in Computer Science*. Cham: Springer; 2018. Vol. 11118. p.129–137. Available from: [https://doi.org/10.1007/978-3-030-01168-0\\_12](https://doi.org/10.1007/978-3-030-01168-0_12)
6. Al-Bahri M., Kirichek R., Ateya A.A., Muthanna A., Borodin A. Combating Counterfeit for Io T System Based on DOA. *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. Available from: <https://doi.org/10.1109/ICUMT.2018.8631257>
7. Koucheryavy A.E. Internet Veshchei [Internet of Things]. *Electrosvyaz*. 2013;1:21–24. (in Russ.)
8. Kahn R., Wilensky R. A framework for distributed digital object services. *International Journal on Digital Libraries*. 2006;6(2):115–123. Available from: <https://doi.org/10.1007/s00799-005-0128-x>
9. Koucheryavy A.E., Prokopiev A.V., Koucheryavy Y.A. *Samoorganizuiushchiesia seti* [Self-organizing network]. St. Petersburg: Lyubavich Printing House; 2011. 312 p. (in Russ.)
10. Teltevskaia V., Zelenov V., Shustov N., Kulik V., Kirichek R., Makolkina M. Identification of the Internet of Things Devices with Augmented Reality Technologies. *Telecom IT*. 2017;5(4):64–70. (in Russ.)
11. Thai N.D. Remote Computing Through MATLAB Web-Server as Queueing System. *Proceedings of Irkutsk State Technical University*. 2012;4(63):25–32. (in Russ.)
12. Shortle J.F., Thompson J., Gross D., Harris C.M. *Fundamentals of Queueing Theory*. Hoboken: John Wiley & Sons; 2018. 576 p.
13. Handle.Net Registry. Available from: <http://www.handle.net/index.html> [Accessed 22nd March 2019]
14. The DONA Foundation. *The Handle System*. Available from: <https://www.dona.net/handle-system> [Accessed 22nd March 2019]
15. Balanis C.A. *Antenna Theory: Analysis and Design*. Hoboken: John Wiley & Sons; 2005.
16. Madhow U. *Fundamentals of Digital Communication*. New York: Cambridge University Press; 2008.

# ОПТИМИЗАЦИЯ ЗОНЫ ПОКРЫТИЯ LTE-СЕТЕЙ МЕТОДОМ ДИНАМИЧЕСКОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ

И.А. Зикратов<sup>1\*</sup>, Т.В. Зикратова<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,

Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

<sup>2</sup>Военный институт (военно-морской политехнический) ВУНЦ ВМФ «Военно-морская академия»,

Санкт-Петербург, 196604, Российская Федерация

\*Адрес для переписки: zikratov.ia@spbgut.ru

## Информация о статье

УДК 681.518

Язык статьи – русский

**Ссылка для цитирования:** Зикратов И.А., Зикратова Т.В. Оптимизация зоны покрытия LTE-сетей методом динамического программирования // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 1. С. 48–55. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-1-48-55

**Аннотация:** Предложен способ планирования радиосетей оператором сотовой связи. Актуальность задачи обусловлена стремлением поставщиков услуг минимизировать издержки на расстановку и содержание необходимого количества базовых станций при обеспечении требуемого качества пакета услуг. Задача решается в несколько этапов путем оптимального выбора расположения базовых станций на основе метода динамического программирования. В рамках предлагаемого метода совокупность позиций, на которых могут устанавливаться базовые станции, зон покрытия и мест концентрации абонентов, представляется в виде системы с дискретными временем и состояниями. Целевая функция и система ограничений составлены таким образом, чтобы гарантировать, что абоненты находятся в зоне покрытия, и минимизировать участки пересечения зон покрытия соседних базовых станций. Результаты могут быть полезны поставщикам услуг сотовой связи для разработки алгоритмов планирования зоны покрытия сетей в геоинформационных системах.

**Ключевые слова:** дальность радиосвязи, зоны покрытия, оптимизация планирования, выбор позиции, LTE-сеть.

## Введение

Известно, что к числу факторов, определяющих уровень отношения сигнал-шум (SNR, от англ. Signal-to-Noise Ratio) на входе приемного устройства, от которого во многом зависит качество услуг беспроводной связи, предоставляемых оператором беспроводной сети, относится удаление абонента от базовой станции. Это определяет необходимость установки достаточного количества базовых станций в пределах площади обслуживаемой территории. С одной стороны, поставщики услуг связи вынуждены делать это, так как заинтересованы в достижении требуемых показателей качества сервисов. С другой стороны, ключевым вопросом для сотовых операторов является снижение затрат на закупку, размещение и содержание избыточного количества базовых станций.

В данной статье авторы предлагают рассмотреть процедуру оптимизации размещения базовых станций на местности как процесс выбора из всего

множества координатных точек именно тех, при размещении базовых станций в которых будут достигнуты заданные показатели радиосети в зависимости от принятой оператором модели предоставления услуг. Данная процедура является одним из этапов общей задачи частотно-территориального планирования сети.

Методы оптимального расположения на местности базовых станций GSM-сетей (2G, TDMA), UMTS (3G, CDMA) и LTE (4G) обсуждаются в ряде работ, например, в [1–8]. При этом могут быть использованы методы линейного целочисленного программирования [9–12], стохастического программирования [13], мета-эвристические [14], игровые [15], генетические [16] и другие алгоритмы оптимизации.

Как известно, для априорного определения дальности радиосвязи используют методы расчета напряженности электромагнитного поля в точке наблюдения и соответствующие модели земной

поверхности<sup>1234</sup> с учетом рельефа и радиофизических свойств местности, технических характеристик средств связи и других факторов, влияющих на SNR. Автоматизация расчета радиолиний с учетом влияния подстилающей поверхности осуществляется, как правило, с использованием цифровой картографической информации (ЦКИ) о земной поверхности. В составе ЦКИ содержится метрическая информация о координатах точек (линий), описывающих рельеф местности и объекты на ней (представлена с определенной погрешностью) и семантическая информация (данные о характере местности и наличии на ней точечных, линейных и площадных объектов, таких как «река», «береговая линия», «дорога», «заболоченный участок леса», «кустарник», «одинокое строение» и т. д., в принятых форматах данных).

Очевидно, что значительная часть факторов, влияющих на качество радиосвязи, носит стохастический характер, и их статистические закономерности не всегда могут быть определены и учтены. В этих условиях повышение качества планирования может достигаться двумя путями.

Первый путь направлен на совершенствование моделей, описывающих геометрические и диэлектрические свойства неровностей Земли, методик расчета дальности радиосвязи с учетом влияния характеристик антенно-фидерной системы, приемопередающего тракта, а также процессов дифракции радиоволн, использование цифровых карт высокой точности, исследование статистических особенностей моделируемых явлений и процессов [17–19].

Второй путь, которого придерживаются авторы в настоящей работе, состоит в том, что задачу оптимизации изначально предлагается рассматривать как задачу, относящуюся к классу задач с риском и неопределенностью. В качестве метода решения такой задачи предложено использовать метод динамического программирования [20].

Идея состоит в следующем. Задача частотно-территориального планирования сети представляет собой процесс, протяженный в пространстве и времени. В работе [21] показано, что общую задачу синтеза сети целесообразно декомпозировать

на ряд частных задач, разнообразных по своему содержанию и методам решения.

По результатам их решения осуществляется предварительный выбор на обслуживаемой территории конечного множества точек, на которых потенциально возможно размещение базовых станций. Для рационального выбора позиций из этого конечного множества позиций в работе предлагается использовать метод динамического программирования. Для этого по результатам моделирования рассчитывается оптимальный состав базовых станций в зависимости от выделяемых средств на каждом шаге алгоритма.

### Постановка задачи

Рассмотрим некий участок территории площадью  $P$ , в пределах которого могут находиться площадные объекты (населенные пункты) или линейные (дороги). Необходимо с минимальными издержками расставить базовые станции в пределах площади обслуживаемой территории, чтобы абоненты, находящиеся в населенных пунктах или передвигающиеся по дорогам, были обеспечены мобильной связью. В зависимости от вида сотовой связи, пакет предоставляемых услуг может быть различным. Для GSM сетей он включает в себя голосовую связь, и технологию непрерывной передачи данных GPRS. К основным услугам современных LTE-сетей можно отнести передачу речи через IP (VoIP), телевидение по протоколу IP (IPTV) и интернет (загрузка веб-страниц, файлов и других приложений).

Среди особенностей построения LTE (*от англ. Long-Term Evolution*) отметим следующие. Высокие скорости передачи данных в сетях LTE достигаются путем применения модуляций высокого порядка. Для того, чтобы сообщение было успешно декодировано, в LTE предусмотрена система коррекции ошибок методом упреждения (FEC, *от англ. Forward Error Correction*), которая заключается в том, что информационным битам добавляются контрольные биты, по которым, в случае потери бит информации, можно будет восстановить начальное сообщение. Чем ниже SNR, тем больше контрольных бит будет добавлено в начальное сообщение. Естественно, контрольные неинформационные биты снижают полезную скорость передачи данных. В LTE применяются следующие коэффициенты кодирования: 1/8, 1/5, 1/4, 1/3, 1/2, 2/3, 3/4 и 4/5 – эти соотношения показывают количество контрольных бит в сообщении. Чем выше порядок модуляции и чем меньше добавлено контрольных бит, тем выше требуемое SNR в приемнике, следовательно, тем ближе приемник должен находиться к базовой станции.

В соответствии с моделью доступа, принятой у оператора, могут быть установлены параметры пропускной способности для каждой услуги, а также условия ее предоставления. Для примера рас-

<sup>1</sup> Рекомендация МСЭ-R P.526-9. Распространение радиоволн за счет дифракции. (Вопрос МСЭ -R 202/3). 2005. 37 с. (<http://www.itu.int/rec/R-REC-P.526-9-200508-1/en>)

<sup>2</sup> Рекомендация МСЭ-R P.834-5. Влияние тропосферной рефракции на распространение радиоволн. (Вопрос МСЭ -R 201/3). 2005. 14 с. (<http://www.itu.int/rec/R-REC-P.834-5-200503-1/en>)

<sup>3</sup> Recommendation ITU-R P.453-9. The radio refractive index: its formula and refractivity data. (Question ITU-R 201/3). 2003. 27 p. (<http://www.itu.int/rec/R-REC-P.453-9-200304-1/en>)

<sup>4</sup> Рекомендация МСЭ-R P.452-12. Процедура прогнозирования для оценки микроволновых помех между станциями, находящимися на поверхности Земли, на частотах выше приблизительно 0,7 ГГц. (Вопрос МСЭ -R 208/3). 2005. 56 с. (<http://www.itu.int/rec/R-REC-P.452-12-200503-1/en>)

смотрим трехуровневую модель, которая в зависимости от плотности потенциальных абонентов может иметь следующие варианты предоставления услуг, влияющие на количество базовых станций, размещаемых на обслуживаемой территории.

**Вариант 1.** Плотность абонентов и их требования к пропускной способности сети малы. Количество базовых станций определяется исходя из полного покрытия заданной территории при максимально возможном радиусе обслуживания.

**Вариант 2.** Плотность абонентов и их требования к пропускной способности сети достаточно высоки. Количество базовых станций задается их пропускной способностью. Базовые станции размещаются ближе друг к другу, чем в первом случае, они работают на максимальной пропускной способности при небольшом радиусе действия. Малый радиус действия обусловлен необходимостью обеспечения высокого уровня SNR, а, следовательно, малым количеством контрольных бит в сообщении.

**Вариант 3.** Плотность абонентов и их требования к пропускной способности очень высоки. При высокой плотности абонентов и требованиях к пропускной способности базовые станции размещают максимально близко друг к другу. Ограничением служит необходимость обеспечения электромагнитной совместимости соседних станций.

Приведенные рассуждения могут служить основой для оптимизации размещения базовых станций на участке местности.

Пусть в пределах обслуживаемой территории площадью  $P$  в результате выполнения предварительных этапов частотно-территориального планирования [21] найдено конечное множество  $M$  позиций, априорно пригодных (с учетом транспортной доступности, требований по электромагнитной совместимости, близости к линиям электропередач и т. д.) для размещения базовых станций, зоны покрытия которых рассчитаны с использованием ЦКИ. Разобьем всю территорию на  $N$  элементарных участков контроля (ТР, от англ. Test Points), в которых будем контролировать качество предоставляемых услуг. Размеры участков выберем такими, чтобы в одном ТР находилось не более одной базовой станции (BS, от англ. Base Station).

В качестве ограничения, будем полагать, что в пределах одного участка уровень SNR, обеспечиваемый ближайшими базовыми станциями, остается неизменным, и имеет одну из трех градаций: низкий (*low*), средний (*medium*) и высокий (*high*). Будем полагать также, что в пределах обслуживаемого участка местности  $P$  оператором связи реализуется одна из моделей доступа (варианты 1, 2, 3) в зависимости от уровня SNR.

Пусть поставщик услуг имеет некую сумму  $S$ , которую он готов потратить на размещение на заданном участке местности BS. При этом стои-

мость  $r_i$  установки базовой станции на  $i$ -ом ТР зависит от типа оборудования, доступности и пригодности в инженерном отношении участка местности, его удаленности от линии электроснабжения и т. д. Очевидно, что количество ТР ( $n_i$ ), на которых будут выполняться требования по реализации принятой модели доступа, зависит от рельефа Земной поверхности и других условий, влияющих на SNR в случае размещения базовой станции на выбранном участке местности ТР (см. рисунок 1).

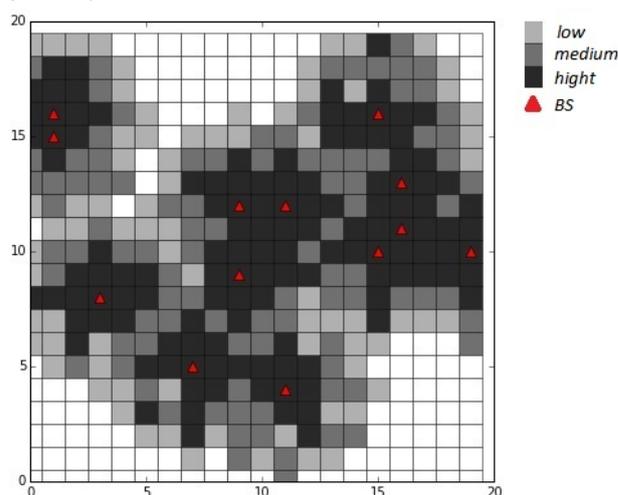


Рис. 1. Участок местности, разделенный на элементарные участки контроля (ТР) с возможными местами установки базовых станций (BS)

Тогда необходимо выбрать те  $m$  позиций из имеющегося множества  $M$  ( $m \subset M$ ), при размещении базовых станций, на которых будет обеспечена максимальная зона покрытия с SNR, удовлетворяющая выбранной модели доступа. При этом затраты  $s$  на размещение базовых станций на выбранных позициях не могут превышать выделенной суммы  $S$  ( $s \leq S$ ). То есть решением задачи будет вектор вида  $\mathbf{X} = \{x_1, x_2, \dots, x_m\}$ , где  $x_i$  принимает значение 1, если принято решение, что на  $i$ -ой позиции целесообразна установка базовой станции;  $x_i = 0$ , если установка базовой станции на данной позиции нецелесообразна:

$$\sum_{i=0}^m n_i \rightarrow \max, \quad (1)$$

$$s = r_1 x_1 + \dots + r_i x_i + \dots + r_m x_m \leq S. \quad (2)$$

В зависимости от вида целевой функции (1) и ограничений (2) различают разделы математического программирования: квадратичное, выпуклое, динамическое, целочисленное программирование и т. д. Как показано в работах [1, 12, 13, 16–18], перечисленные методы можно использовать для решения оптимизации зоны покрытия. Особенностью метода динамического программирования (ДП) является то, что он позволяет найти оптимальное решение за несколько этапов, с учетом выделяемых на каждом из них денежных средств.

**Способ расстановки базовых станций на основе метода динамического программирования**

Для описания общей задачи оптимизации при помощи ДП необходимо, чтобы она удовлетворяла следующим условиям:

- 1) задача должна интерпретироваться как  $n$ -шаговый процесс;
- 2) целевая функция должна быть аддитивной, т. е. представляться в виде суммы показателей эффективности на каждом шаге;
- 3) структура задачи должна быть определена для любого  $n$  и не зависеть от этого числа (принцип вложенности);
- 4) на каждом шаге система определяется конечным числом параметров состояния и управляется конечным числом переменных управления.

Известно, что управление системой в задаче ДП представляет совокупность решений  $L_k$ , принимаемых на каждом шаге  $k$  и переводящих систему из состояния  $q_{k-1}$  в текущее состояние  $q_k$ . Качество управления количественно оценивается с помощью функций  $f_k(L_k, q_{k-1})$ , являющихся слагаемыми аддитивной целевой функции, характеризующей общую эффективность управления. Оптимальное управление сводится к выбору такого оптимального воздействия  $L$ , при котором достигается максимум суммы значений  $f_k$  (где  $k = 1, 2, \dots, n - 1$ ), на соответствующей траектории в предположении об оптимальности последующих шагов. В данной задаче под управлением понимается выбор одной или нескольких позиций из множества  $M$  ( $m \subset M$ ) с учетом выделяемой на данном шаге суммы  $s$  ( $s \leq S$ ).

Обозначим  $Z_k(q_k)$  максимальное значение функций  $f_k$  на  $k$ -ом шаге, при условии, что объект в начале шага  $k$  находится в состоянии  $q_{k-1}$ . Тогда функция  $Z_k(q_k)$  должна удовлетворять рекуррентному соотношению Беллмана:

$$Z_k(q_k) = \max\{f_k(L_k, q_{k-1}) + Z_{k-1}(q_{k-1})\}. \quad (3)$$

Покажем, как задачу оптимизации системы сотовой связи можно решить методом ДП. Удобнее это сделать, иллюстрируя действия на элементарном примере (рисунок 2). Под системой будем понимать совокупность позиций, на которых устанавливаются базовые станции зон покрытия и мест концентрации абонентов.

Рассмотрим участок местности, на котором расположены две автомагистрали – road 1 и road 2. Пусть в результате расчетов с использованием картографической информации ЦКИ выбрано шесть участков контроля, которые возможно использовать в качестве позиций для установки базовых станций. Обозначим их А, В, С, D, E и F. Предположим, что расчет зон покрытия, создаваемых базовыми станциями, расположенными на этих позициях, показал, что общая зона покрытия соответствует показанной на рисунке, при этом имеются участки перекрытия зон соседних базовых станций

– АВ, ВС, CD, DT, CDF и FC. На рисунке также обозначены 39 участков контроля, через которые проложены автомагистрали road 1 и road 2.

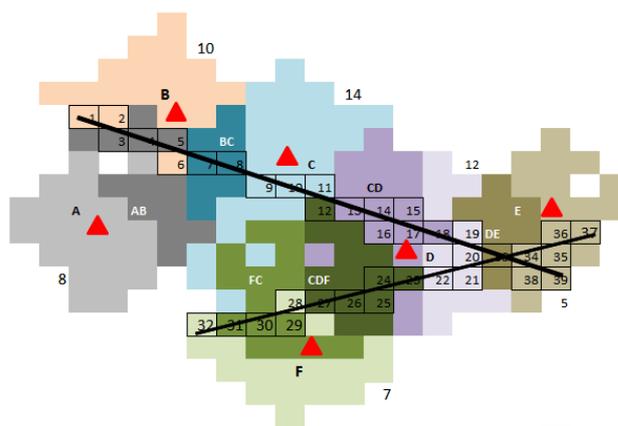


Рис. 2. Возможные позиции базовых станций и их зоны покрытия

**Подготовка исходных данных**

Допустим, что в связи с различной доступностью, пригодностью в инженерном отношении и удаленностью ТР от линий электропередач, стоимость развертывания базовых станций на позициях А, В, С, D, E и F будет отличаться и составлять: А – 8 у.е., В – 10 у.е., С – 14 у.е., D – 12 у.е., E – 5 у.е. и F – 7 у.е.

Предположим, что планируется поэтапное увеличение финансирования для наращивания зоны покрытия сети сотовой связи на рассматриваемом участке местности, при этом максимальная сумма, которая запланирована для этой задачи составляет 30 у.е. Для простоты будем полагать, что первоначальная инвестиция составляет 15 у.е., а на каждом последующем этапе выделяемая сумма одинаковая, и составляет 5 у.е.

Составим таблицу, в которую сведем следующие данные: вариант управляющего воздействия  $L_1$  на первом шаге  $q_1$ , стоимость этого варианта  $s$ , и его количества участков контроля  $Z_1(q_1)$  пересекаемых автомагистралями (см. рисунок 2), на которых (при выборе данного варианта) обеспечивается уровень SNR в соответствии с моделью доступа (таблица 1). Так, при установке базовой станции на позиции E связь обеспечивается в участках контроля 34–39, на позиции F – на участках 23–32, на позиции А – на участках 3, 4 и 5.

В таблице 2 представлены данные для второго шага при  $15 < s \leq 20$ . Следует отметить, что при расчете величины  $Z_3(q_3)$  на этом этапе и далее, те участки контроля ТР, которые попадают в зоны покрытия соседних базовых станций, следует учитывать один раз. Например, при выборе варианта АВ участки контроля 3, 4 и 5 находятся в зоне покрытия базовых станций А и В, общее количество участков контроля в зоне покрытия базовых станций равно 8.

ТАБЛИЦА 1

$L_1$						$s \leq 15$	$Z_1(q_1)$
A	B	C	D	E	F		
				x		5	7
					x	7	10
x						8	3
	x					10	8
			x			12	16
				x	x	12	17
x				x		13	10
		x				14	20
x					x	15	13
	x			x		15	15

ТАБЛИЦА 2

$L_2$						$15 < s \leq 20$	$Z_2(q_2)$
A	B	C	D	E	F		
			x	x		17	22
	x				x	17	18
x	x					18	8
			x		x	19	20
		x		x		19	27
x			x			20	19
x				x	x	20	20

По аналогии в таблицах 3 и 4 представим оставшиеся варианты.

ТАБЛИЦА 3

$L_3$						$20 < s \leq 25$	$Z_3(q_3)$
A	B	C	D	E	F		
		x			x	21	21
	x		x			22	24
x		x				22	23
	x			x	x	22	25
x	x			x		23	15
			x	x	x	24	26
	x	x				24	26
x			x	x		25	25

ТАБЛИЦА 4

$L_4$						$25 < s \leq 30$	$Z_4(q_4)$
A	B	C	D	E	F		
		x	x			26	24
		x		x	x	26	28
x			x		x	27	23
	x		x	x		27	30
x		x		x		27	30
	x		x		x	29	29
	x	x		x		29	33
x		x			x	29	24

**Процедура оптимального планирования**

Основываясь на полученных исходных данных, планирование размещения базовых станций будем осуществлять методом прямой прогонки.

Из таблицы 4 следует, что решением задачи на последнем шаге  $q_4$  будет вектор вида:

$$X = \{0, 1, 1, 0, 1, 0\}.$$

То есть при установке базовых станций на позициях E, B и C функция  $Z_4(q_4)$  достигает максимального значения  $Z_4(q_4) = 33$  при затратах  $s = 29$ . Следовательно, задача оптимизации сводится к выбору рационального расходования средств на каждом этапе для установки базовых станций на позициях E, B и C.

Как следует из анализа таблиц 1–4, достижение конечного состояния (ЕВС) на шаге  $q_4$  возможно путем выбора на предыдущих шагах  $q_1$ – $q_3$  одного из возможных состояний, что можно представить в виде графа переходов (рисунок 3).

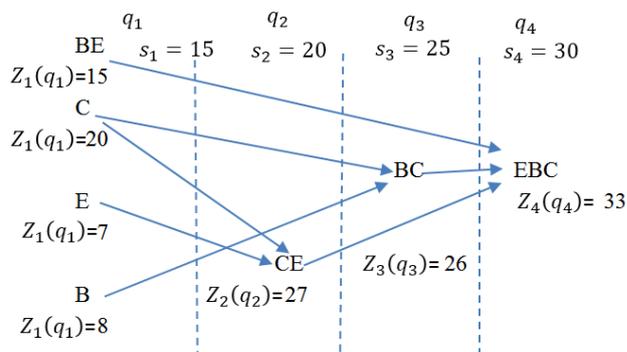


Рис. 3. Граф перехода состояний системы базовых станций в задаче ДП

На рисунке показаны шаги  $q_1, q_2, q_3$  и  $q_4$  и соответствующие им затраты  $s_1$ – $s_4$ . Из графа следует, что на первом шаге при начальном финансировании в размере до 15 у.е., согласно соотношению (3), получим максимальное значение функции  $Z_1(q_1)$ :

$$(\text{opt } q_1) = \max \begin{Bmatrix} BE \\ C \\ E \\ B \end{Bmatrix} = \max \begin{Bmatrix} 15 \\ 20 \\ 7 \\ 8 \end{Bmatrix} = 20.$$

То есть результатом первого шага станет установка базовой станции на позиции C. На последующих шагах возможны следующие варианты: либо на шаге  $q_2$  в дополнение к базовой станции C осуществляется установка базовой станции на позиции E:  $(\text{opt } q_2) = \max\{CE\} = \max\{27\} = 27$ , либо на шаге  $q_2$  осуществляется установка базовой станции на позиции B:  $(\text{opt } q_3) = \max\{BC\} = \max\{26\} = 26$ .

Согласно (3) получаем, что оптимальным решением будет следующее выражение:

$$(\text{opt } x) = \max \begin{Bmatrix} CE \\ BC \end{Bmatrix} = \max \begin{Bmatrix} 27 \\ 26 \end{Bmatrix} = 27 = \text{opt } q_2.$$

Очевидно, что на последнем шаге для достижения конечного состояния (ЕВС) необходимо установить базовую станцию на позиции В.

Таким образом, для рассматриваемого примера методикой решения задачи оптимизации будет следующий порядок действий:

- на первом этапе необходимо установить базовую станцию на позиции С;
- на втором этапе дополнительно устанавливается базовая станция на позиции Е;
- на третьем этапе никаких действий не выполняется, ибо выделяемых на данном этапе средств не хватает на установку базовой станции на позиции В;
- на четвертом этапе, при появлении необходимой суммы, осуществляется установка базовой станции на позиции В.

Такое решение позволяет рационально расходовать выделяемые ресурсы для максимально возможного охвата участков контроля зоной покрытия с заданными показателями качества связи предоставляемых услуг.

## Заключение

Предложенный способ выбора позиций БС на основе ДП обладает следующими достоинствами:

- во-первых, относительная простота реализации в геоинформационных системах, так как он не предъявляет высоких требований к погрешности представления метрической и семантической информации в цифровых картах местности, сложности моделей препятствий и методов расчета дальности радиосвязи;
- во-вторых, протяженность процесса планирования во времени позволяет находить оптимальное решение на каждом этапе развертывания сети сотовой связи по мере финансирования проекта.

Хотя в статье была рассмотрена и решена задача обеспечения зоны покрытия LTE-сетей для участка местности, на котором имеются линейные объекты (дороги), очевидно, что методика ее решения без каких-либо изменений применима также для случая площадных объектов, например, населенных пунктов, а также для сетей других стандартов, например, GSM.

## Список используемых источников

1. Зикратов И.А. Расчет параметров радиолиний в условиях холмистой местности // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2005. Т. 48. № 1. С. 3–9.
2. Amaldi E., Capone A., Malucelli F., Signori F. UMTS radio planning: optimizing base station configuration // Proceedings of the 56th Vehicular Technology Conference (Vancouver, Canada, 24–28 September 2002). Piscataway, NJ: IEEE, 2002. Vol. 2. PP. 768–772. DOI:10.1109/VETECE.2002.1040703
3. Abdel Khalek A., Al-Kanj L., Dawy Z., Turkiyyah G. Optimization Models and Algorithms for Joint Uplink/Downlink UMTS Radio Network Planning with SIR-Based Power Control // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2011. Vol. 60. Iss. 4. PP. 1612–1625. DOI:10.1109/TVT.2011.2132745
4. Eisenblatter A., Wessaly R., Martin A., Fugenschuh A., Wegel O., Koch T., Achterberg T., Koster A. Modelling Feasible Network Configurations for UMTS // Telecommunications Network Design and Management. Operations Research/Computer Science Interfaces Series. Boston: Springer, 2003. PP. 1–23. DOI:10.1007/978-1-4757-3762-2\_1
5. Amaldi E., Capone A., Malucelli F., Signori F. Optimization models and algorithms for downlink UMTS radio planning // Proceedings of the Wireless Communications and Networking Conference (WCNC, New Orleans, USA, 6–20 March 2003). Piscataway, NJ: IEEE, 2003. Vol. 2. p.827–831. DOI:10.1109/WCNC.2003.1200478
6. Berruto E., Gudmundson M., Menolascino R., Mohr W., Pizarroso M. Research activities on UMTS radio interface, network architectures, and planning // IEEE Communications Magazine. 1998. Vol. 36. Iss. 2. PP. 82–95. DOI:10.1109/35.648769
7. Amaldi E., Capone A., Malucelli F. Radio planning and coverage optimization of 3G cellular networks // Wireless Networks. 2008. Vol. 14. Iss. 4. PP. 435–447. DOI:10.1007/s11276-006-0729-3
8. Siomina I., Yuan D. Analysis of Cell Load Coupling for LTE Network Planning and Optimization // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2012. Vol. 11. Iss. 6. PP. 2287–2297. DOI:10.1109/TWC.2012.051512.111532
9. Mathar R., Niessen T. Optimum positioning of base stations for cellular radio networks // Wireless Networks. 2000. Vol. 6. Iss. 6. PP. 421–428. DOI:10.1023/A:1019263308849
10. Mathar R., Schmeink M. Optimal Base Station Positioning and Channel Assignment for 3G Mobile Networks by Integer Programming // Annals of Operations Research. 2001. Vol. 107. Iss. 1–4. PP. 225–236. DOI:10.1023/A:101495931
11. Mathar R., Schmeink M. Integrated Optimal Cell Site Selection and Frequency Allocation for Cellular Radio Networks // Telecommunication Systems. 2002. Vol. 21. Iss. 2–4. PP. 339–347. DOI:10.1023/A:1020958901292
12. Зикратов И.А., Зикратова Т.В. К вопросу об оптимизации зоны покрытия систем сотовой связи на загородных участках местности // Информационно-управляющие системы. 2007. № 3(28). С. 52–55.
13. Зикратов И.А., Шаго Ф.Н., Гуртов А.В., Иванинская И.И. Оптимизация зоны покрытия сети сотовой связи на основе математического программирования // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2015. Т. 15. № 2. С. 313–321. DOI:10.17586/2226-1494-2015-15-2-313-321
14. Gerdenitsch A., Jakl S., Toeltsch M., Neubauer T. Intelligent algorithms for system capacity optimization of UMTS FDD networks // Proceedings of the 4th International Conference on 3G Mobile Communication Technology (London, UK, 25–27 June 2003). PP. 222–226. DOI:10.1049/cp:20030368. IET Digital Library. URL: [https://digital-library.theiet.org/content/conferences/10.1049/cp\\_20030368](https://digital-library.theiet.org/content/conferences/10.1049/cp_20030368) (дата обращения 25.02.2019)
15. Liyanage M., Chirkova J., Gurtov A. Access Point selection game for mobile wireless users // Proceedings of the International Symposium on a World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks (Sydney, Australia, 19–19 June 2014). Piscataway, NJ: IEEE, 2014. DOI:10.1109/WoWMoM.2014.6918913

16. Ермолаев С.Ю. Применение генетических алгоритмов для решения задачи оптимального размещения базовых станций // Доклады 10-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение» (DSPA, Москва, Российская Федерация, 26–28 марта 2008). Москва: ИПУ РАН, 2008. С. 312–314.

17. Зикратов И.А., Степаненко К.В. Обоснование масштаба цифровых карт местности используемых при расчете напряженности поля радиосигналов // Информационно-управляющие системы. 2005. № 1(14). С. 10–15.

18. Зикратов И.А., Степаненко К.В. Обоснование требований к точности цифровой картографической информации в геоинформационных системах проектирования и анализа радиолиний // Информационно-управляющие системы. 2004. № 2(9). С. 21–25.

19. Зикратов И.А., Самотонин Д.Н. Геоинформационный анализ радиолокационных отражений. СПб: Политехника, 2004. 143 с.

20. Taha H.A. Operations research: an introduction. New York: Macmillan publishing, 1982. 491 p.

21. Бабков В.Ю., Вознюк М.А., Михайлов П.А. Сети мобильной связи. Частотно-территориальное планирование. М: Горячая линия–Телеком, 2013. 220 с.

\* \* \*

## OPTIMIZATION OF THE COVERAGE ZONE OF CELLULAR COMMUNICATION BY MATHEMATICAL PROGRAMMING

I. Zikratov<sup>1</sup>, T. Zikratova<sup>1</sup>

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

<sup>2</sup>Military Institute (Naval Polytechnic) of the Military Training and Research Center of the Navy of the N.G. Kuznetsov Naval Academy,  
St. Petersburg, 196604, Russian Federation

### Article info

Article in Russian

**For citation:** Zikratov I., Zikratova T. Optimization of the Coverage Zone of Cellular Communication by Mathematical Programming. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(1):48–55. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-1-48-55>

**Abstract:** *A method for planning a radio network by a cellular operator has been proposed. The urgency of the task is due to the desire of service providers to minimize the costs of the distribution and maintenance of the required number of base stations while ensuring the required signal / noise level within the coverage area. The problem is solved by a rational choice of the location of the repeater base points in several stages. First of all, an analysis of a site is carried out and a preliminary selection is made on it of a set of points where base stations can potentially be located. As a rule, this problem is solved using specialized geographic information systems. At the second stage, the calculation of the radio range is carried out, provided the location of the repeaters at the selected points. At the third stage, on the basis of preliminary calculations, the selection of the positions of the base stations is carried out directly. It is proposed to use a stochastic approach for a rational choice of positions. The expediency of this approach is due to the large number of random uncontrolled factors affecting the signal-to-noise ratio at the receiving point. In this case, the problem of optimal choice of position is considered as an extremal problem, in which the parameters of the conditions are random variables. The implementation of the method proposed by the authors in the paper is illustrated by the example of radio communication planning on a country-type site, which is intersected by two highways. As input parameters in the example, the length of the sections of roads crossing the coverage areas of the repeaters and the concentration of subscribers on the routes is used. The objective function and the system of restrictions are compiled in such a way as to ensure that subscribers are located within the coverage area and to minimize the areas of intersection of the coverage areas of the neighboring repeaters. The use of this technique will allow us to obtain a statistically optimal arrangement of base stations on a given piece of terrain, which is confirmed by simulation modeling.*

**Keywords:** *radio communication range, coverage areas, planning optimization, position selection, cellular communication.*

## References

1. Zikratov I.A. Calculation of Radio Links Parameters in Conditions of Hilly Terrain. *Journal of Instrument Engineering*. 2005;48(1):3–9. (in Russ.)
2. Amaldi E., Capone A., Malucelli F., Signori F. UMTS radio planning: optimizing base station configuration. *Proceedings of the 56th Vehicular Technology Conference, 24–28 September 2002, Vancouver, Canada*. Piscataway, NJ: IEEE, 2002. Vol. 2. p.768–772. Available from: <https://doi.org/10.1109/VETEFC.2002.1040703>
3. Abdel Khalek A., Al-Kanj L., Dawy Z., Turkiyyah G. Optimization Models and Algorithms for Joint Uplink/Downlink UMTS Radio Network Planning with SIR-Based Power Control. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2011;60(4):1612–1625. Available from: <https://doi.org/10.1109/TVT.2011.2132745>
4. Eisenblatter A., Wessaly R., Martin A., Fugenschuh A., Wegel O., Koch T., Achterberg T., Koster A. Modelling Feasible Network Configurations for UMTS. In: *Telecommunications Network Design and Management. Operations Research/Computer Science Interfaces Series*. Boston: Springer; 2003. p.1–23. Available from: [https://doi.org/10.1007/978-1-4757-3762-2\\_1](https://doi.org/10.1007/978-1-4757-3762-2_1)
5. Amaldi E., Capone A., Malucelli F., Signori F. Optimization models and algorithms for downlink UMTS radio planning. *Proceedings of the Wireless Communications and Networking Conference, WCNC, 16–20 March 2003, New Orleans, USA*. Piscataway, NJ: IEEE, 2003. Vol. 2. p.827–831. Available from: <https://doi.org/10.1109/WCNC.2003.1200478>
6. Berruto E., Gudmundson M., Menolascino R., Mohr W., Pizarroso M. Research activities on UMTS radio interface, network architectures, and planning. *IEEE Communications Magazine*. 1998;36(2):82–95. Available from: <https://doi.org/10.1109/35.648769>
7. Amaldi E., Capone A., Malucelli F. Radio planning and coverage optimization of 3G cellular networks. *Wireless Networks*. 2008;14(4):435–447. Available from: <https://doi.org/10.1007/s11276-006-0729-3>
8. Siomina I., Yuan D. Analysis of Cell Load Coupling for LTE Network Planning and Optimization. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2012;11(6):2287–2297. Available from: <https://doi.org/10.1109/TWC.2012.051512.111532>
9. Mathar R., Niessen T. Optimum positioning of base stations for cellular radio networks. *Wireless Networks*. 2000;6(6):421–428. Available from: <https://doi.org/10.1023/A:1019263308849>
10. Mathar R., Schmeink M. Optimal Base Station Positioning and Channel Assignment for 3G Mobile Networks by Integer Programming. *Annals of Operations Research*. 2001;107(1–4):225–236. Available from: <https://doi.org/10.1023/A:101495931>
11. Mathar R., Schmeink M. Integrated Optimal Cell Site Selection and Frequency Allocation for Cellular Radio Networks. *Telecommunication Systems*. 2002;21(2–4):339–347. Available from: <https://doi.org/10.1023/A:1020958901292>
12. Zikratov I.A., Zikratova T.V. Optimization of the coverage area for the cellular communication systems in out of town locations. *Information and Control Systems*. 2007;3(28):52–55. (in Russ.)
13. Zikratov I.A., Shago F.N., Gurtov A.V., Ivaninskaya I.I. Optimization of the coverage zone for a cellular network based on mathematical programming. *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*. 2015;15(2):313–321. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.17586/2226-1494-2015-15-2-313-321>
14. Gerdenitsch A., Jakl S., Toeltsch M., Neubauer T. Intelligent algorithms for system capacity optimization of UMTS FDD networks. *Proceedings of the 4th International Conference on 3G Mobile Communication Technology, 25–27 June 2003, London, UK*. p.222–226. Available from: <https://doi.org/10.1049/cp:20030368>. IET Digital Library. [https://digital-library.theiet.org/content/conferences/10.1049/cp\\_20030368](https://digital-library.theiet.org/content/conferences/10.1049/cp_20030368) [Accessed 25th February 2019]
15. Liyanage M., Chirkova J., Gurtov A. Access Point selection game for mobile wireless users. *Proceedings of IEEE International Symposium on a World of Wireless, Mobile and Multimedia Networks, 19 June 2014, Sydney, Australia*. Piscataway, NJ: IEEE, 2014. Available from: <https://doi.org/10.1109/WoWMoM.2014.6918913>
16. Ermolaev S.I. Primenenie geneticheskikh algoritmov dlia resheniia zadachi optimalnogo razmeshcheniia bazovykh stantsii [Application of Genetic Algorithms to Solve the Problem of Optimal Placement of Base Stations]. *Proceedings of the 10th International Conference. Digital signal processing and its applications, DSPA, Moscow, Russian Federation, 26–28 March 2008*. Moscow: Institute of Control Sciences RAS Publ.; 2008. p.312–314. (in Russ.)
17. Zikratov I.A., Stepanenko K.V. The digital landscape maps scale substantiation, used for calculation of radio signals field intensity. *Information and Control Systems*. 2005;1(14):10–15. (in Russ.)
18. Zikratov I.A., Stepanenko K.V. Obosnovanie trebovaniia k tochnosti tsifrovoy kartograficheskoi informatsii v geoinformatsionnykh sistenmakh proektirovaniia i analiza radiolinii [Justification of Requirements for Accuracy of Digital Cartographic Information in Geographic Information Systems Design and Analysis of Radio Lines]. *Information and Control Systems*. 2004;2(9):21–25. (in Russ.)
19. Zikratov I.A., Samotonin D.N. *Geoinformatsionnyi analiz radiolokatsionnykh otrazhenii* [Geoinformational Analysis of Radar Reflections]. St. Petersburg: Politekhnik Publ.; 2004. 143 p. (in Russ.)
20. Taha H.A. *Operations research: an introduction*. New York: Macmillan publishing; 1982. 491 p.
21. Babkov V.I., Vozniuk M.A., Mikhailov P.A. *Seti mobilnoi sviazi Chastotno-territorialnoe planirovanie* [Mobile Networks. Frequency-Territorial Planning]. Moscow: Goriachaia liniia-Telekom Publ.; 2013. 220 p. (in Russ.)

# ВЛИЯНИЕ РЕЖИМА РАБОТЫ DRM-ПЕРЕДАТЧИКА НА КАЧЕСТВО ПЕРЕДАЧИ АУДИОКОНТЕНТА В ДИАПАЗОНЕ НИЗКИХ И СРЕДНИХ ЧАСТОТ

Ю.А. Ковалгин<sup>1</sup>, В. Сантуш<sup>1\*</sup>

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

\*Адрес для переписки: virgilio5@gmail.com

## Информация о статье

УДК 621.396

Язык статьи – русский

**Ссылка для цитирования:** Ковалгин Ю.А., Сантуш В. Влияние режима работы DRM-передатчика на качество передачи аудиоконтента в диапазоне низких и средних частот // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 1. С. 56–63. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-1-56-63

**Аннотация:** На основе анализа первичных документов ITU-R и накопленного авторами опыта рассмотрено влияние алгоритмов компрессии цифровых аудиоданных, вида модуляции поднесущих частот в OFDM-блоке и скорости кода, а также отношения сигнал/шум при радиоприеме на качество передаваемого аудиоконтента. Даны рекомендации по выбору перечисленных параметров.

**Ключевые слова:** режимы работы DRM, передатчик, качество аудиоконтента, скорость цифрового потока, алгоритмы компрессии.

## Введение

Как это следует из стандарта [1–3] при работе в режимах устойчивости скорость цифрового потока в системе DRM (*от англ.* Digital Radio Mondiale) на частотах ниже 30 МГц в канале пользователя MSC (*от англ.* Main Service Channel) может изменяться в следующих пределах:

- для режима А: от 6,2 до 71,4 кбит/с;
- для режима В: от 4,8 до 56,1 кбит/с;
- для режима С: от 9,1 до 45,44 кбит/с;
- для режима D: от 6,0 до 30,6 кбит/с.

Скорость цифрового потока зависит от полосы частот радиоканала (от типа занятости спектра), вида модуляции и скорости кода [4, 5]. Для диапазонов НЧ и СЧ стандартом рекомендуются режимы устойчивости А и В.

В соответствии с рекомендациями ITU-R следует различать:

- каналы студийного качества с полосой частот 20...20000 Гц;
- каналы высококачественного радиовещания с полосой частот 40 (31,5)...15000 Гц;
- каналы среднего качества с полосой частот 50...10000 Гц;

– узкополосные каналы с полосами частот 50...7000 Гц и 70...5000 Гц.

В системах, реализующих высококачественное ЧМ-радиовещание в диапазоне ОВЧ, полоса частот канала звука составляет 40...15000 Гц (система с пилот-тоном) и 31,5...15000 Гц (система с полярной модуляцией).

Предположим, что допустимое в канале пользователя MSC значение скорости цифрового потока при выбранном режиме устойчивости (А, В, С или D) и типе занятости спектра (полосе частот радиоканала) используется для передачи высококачественного звукового сигнала с полосой частот 40 (31,5)...15000 Гц. В полосе частот радиоканала системы DRM на частотах ниже 30 МГц возможно добиться качества аудиоконтента при воспроизведении близкого к обеспечиваемому в условиях ЧМ-радиовещания за счет выбора соответствующих алгоритма компрессии и скорости цифрового потока.

Данная работа посвящена выбору характеристик DRM-передатчика, которые обеспечивают воспроизведение аудиоконтента близкое по качеству к радиовещанию с частотной модуляцией.

### Влияние алгоритмов компрессии аудиосигналов на качество передачи аудиоконтента

Компрессия цифровых аудиоданных выполняется в контент-сервере [6] системы DRM в соответствии со стандартом MPEG-4 ISO/IEC 14496-3 [7] с помощью кодеров MPEG-4 HE-AAC v.2 (от англ. High Efficiency Advanced Audio Coding) или его улучшенной версии MPEG-4 xHE-AAC (от англ. Extended High Efficiency Advanced Audio Coding). Основным отличием кодеров MPEG-4 xHE-AAC и MPEG-4 HE-AAC v.2 является автоматическая установка всех внутренних параметров кодирования в первом для обеспечения максимально достижимого качества звуча-

ния при кодировании. Применяемые в стандарте MPEG-4 ISO/IEC 14496-3 алгоритмы компрессии цифровых аудиоданных (на примере структурной схемы кодера стандарта MPEG-4) представлены на рисунке 1. Рисунок 2 показывает возможные сочетания алгоритмов компрессии и для каждого из них возможные пределы изменения скоростей цифровых потоков. На рисунке 3 даны результаты тестирования этих кодеков отдельно для речевых (см. рисунок 3а) и музыкальных (см. рисунок 3б) сигналов. При тестировании использована шкала оценки качества MUSHRA (таблица 1).

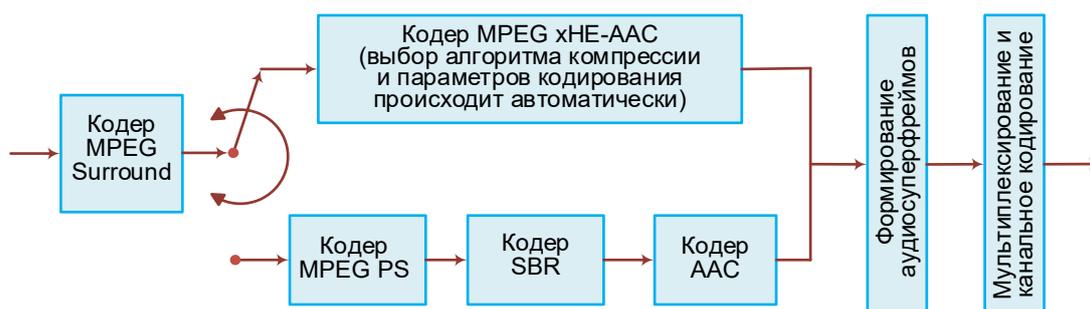
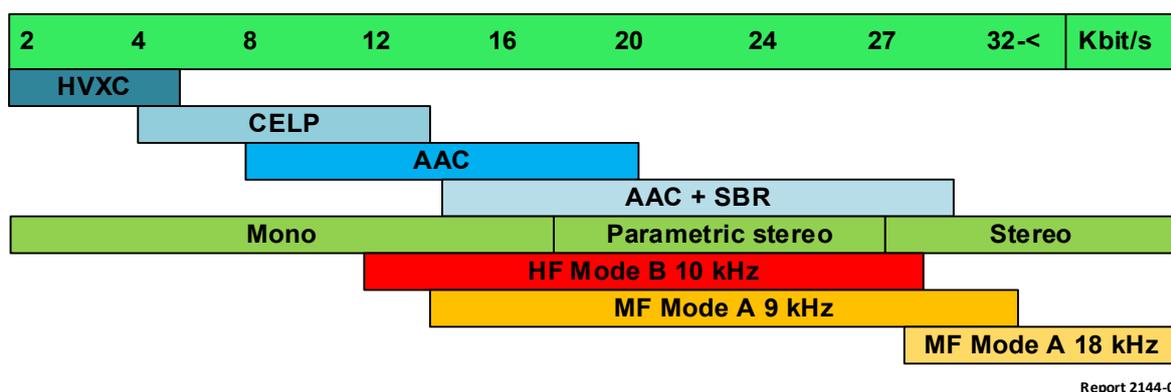


Рис.1. Структурная схема кодера системы DRM



Report 2144-01

Рис.2. Возможные пределы изменения скорости цифровых потоков для алгоритмов компрессии аудиоданных

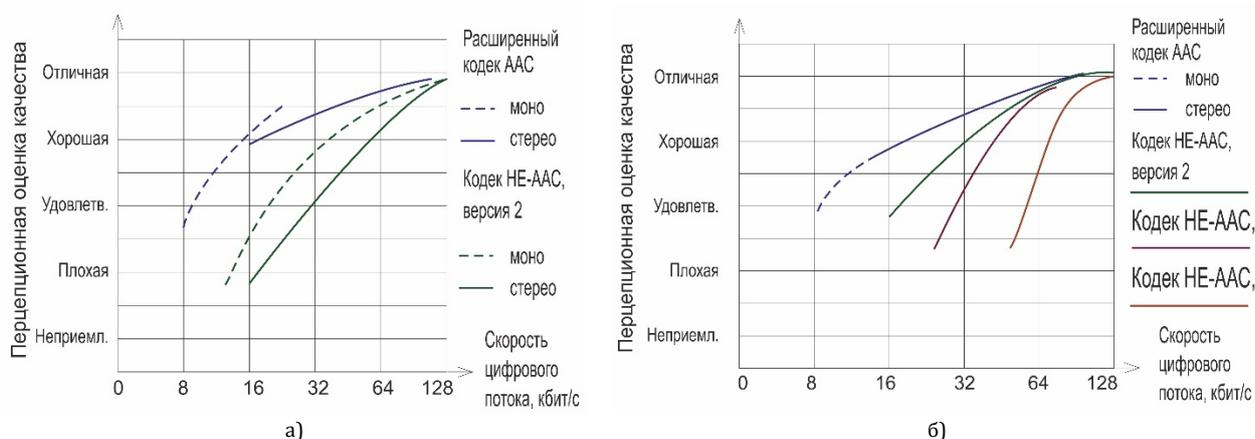


Рис. 3. Качество алгоритмов компрессии цифровых речевых (а) и музыкальных (б) аудиоданных [1, 8]

ТАБЛИЦА 1. Градации шкалы оценки качества

Значения шкалы оценки, %	Субъективная оценка качества
100–80	Отличное
80–60	Хорошее
60–40	Удовлетворительное
40–20	Плохое
20–0	Неприемлемое

Заметим, что кодер MPEG-4 xHE-AAC обеспечивает более высокое качество аудиосигнала при низких скоростях цифрового потока в сравнении с кодером MPEG-4 HE-AAC v.2 [1] (см. рисунок 3). Это различие становится наиболее заметным при скоростях цифрового потока ниже 32 кбит/с. При скоростях цифрового потока от 64 кбит/с и выше оба кодера обеспечивают примерно одинаковое качество, соответствующее оценке «Отличное».

Для системы DRM при работе на частотах ниже 30 МГц (режимы устойчивости А, В, С, D) и при полосе частот радиоканала 10 кГц (если это сеть радиовещания) важно выбрать такое сочетание алгоритмов компрессии, которое обеспечивает передачу аудиоконтента с качеством примерно эквивалентным тому, которое достигается при ЧМ-радиовещании, т. е. способны передать звуковой сигнал с полосой частот 40...15000 Гц с искажениями еще незаметными обычным радиослушателям при слуховом восприятии.

Рассмотрим с этой точки зрения имеющиеся в стандарте MPEG-4 ISO/IEC 14496-3 алгоритмы. Не все они могут быть использованы в системе DRM на частотах ниже 30 МГц для организации высококачественного радиовещания.

DRM-контент-сервер содержит следующие алгоритмы компрессии цифровых аудиоданных [3]:

– MPEG-4 AAC, который применяется для кодирования высококачественных звуковых сигналов сложной структуры; при скорости цифрового потока около 32 кбит/с искажения, вызванные компрессией цифровых аудиоданных, еще остаются практически незаметными для большинства слушателей при кодировании сигнала с полосой частот 40...15000 Гц;

– MPEG-4 SBR (*от англ. Spectral Band Replication*), применяемый для кодирования высокочастотной части спектра звукового сигнала с целью дополнительного уменьшения скорости цифрового потока; обычно используется совместно с алгоритмом компрессии MPEG-4 AAC (AAC+SBR) (при кодировании высокочастотной части звукового сигнала с полосой частот 6000...15000 Гц он обеспечивает скорость цифрового потока около 2 кбит/с); данный алгоритм применяется также совместно и с алгоритмами CELP (CELP+SBR) и HVXC (HVXC+SBR) (в последнем случае не обеспечивается качество передачи аудиоконтента эквивалентное ЧМ-радиовещанию);

– AAC+SBR, кодируется монофонический сигнал; в этом случае возможны три значения верхней частоты канала звука: 10875 Гц (при скорости цифрового потока 14...18,46 кбит/с), 13125 Гц (при скорости цифрового потока 18,48...22,46 кбит/с), 15375 Гц (при скорости цифрового потока 22,48...28,46 кбит/с); в стандартной конфигурации скорость цифрового потока в данном случае обычно лежит в пределах 17...21 кбит/с;

– AAC+SBR, кодируется стереофонический сигнал; совместное использование алгоритмов компрессии AAC+SBR обеспечивает минимальное значение скорости цифрового потока при кодировании сигналов обычной стереофонии (формат 2/0); в этом случае возможны два значения верхней частоты звука: 13125 Гц (при скорости цифрового потока 26,48...28,48 кбит/с) и 15375 Гц (при скорости цифрового потока 28,48 кбит/с);

– MPEG-4 PS (*от англ. Parametric Stereo*), который может использоваться совместно с алгоритмами AAC+SBR+PS или AAC+PS; применение алгоритмов AAC+SBR+PS позволяет снизить скорость цифрового потока при кодировании стереосигнала формата 2/0 с полосой частот 40...15000 Гц до 24 кбит/с, правда, за счет незначительного снижения качества; при использовании технологии MPEG-4 HE-AAC скорость цифрового потока должна быть повышена до 32 кбит/с;

– MPEG-D Surround; применяется для кодирования сигналов многоканальной стереофонии; в режимах устойчивости А, В, С и D не используется;

– MPEG-4 CELP (*от англ. Code Excited Linear Prediction*), применяемый для кодирования речи, обеспечивает передачу речевых сигналов со скоростью 3,86...14 кбит/с; в данном алгоритме компрессии полосы частот канала звука составляют 100...3800 Гц и 50...7000 Гц; в сочетании с алгоритмом SBR полоса частот канала звука расширяется до 14 кГц; совместное применение алгоритмов CELP+SBR в нашем случае возможно;

– MPEG-4 HVXC (*от англ. Harmonic Vector eXcitation Coding*), который предназначен для кодирования речевых и музыкальных сигналов с простой структурой, обеспечивает передачу со скоростью 2...6,56 кбит/с; при частоте дискретизации 8 кГц полоса частот канала звука равна 100...3800 Гц; при использовании совместно с алгоритмом SBR полоса частот канала звука расширяется до 8 кГц; его применение не обеспечивает высококачественную передачу звуковых сигналов с полосой частот 40...15000 Гц.

Алгоритмы компрессии, обеспечивающие передачу высококачественных звуковых сигналов (с полосой частот 40...15000 Гц) приведены в таблице 2. Здесь же указаны и требуемые для этого скорости цифровых потоков. После помехоустойчивого кодирования скорость цифрового потока соответственно возрастает.

ТАБЛИЦА 2. Возможные минимальные скорости цифровых потоков в системе DRM на частотах ниже 30 МГц при передаче высококачественных звуковых сигналов радиовещания

Алгоритмы компрессии	Минимальное значение скорости цифрового потока, кбит/с	Минимальное значение скорости цифрового потока после помехоустойчивого кодирования (кбит/с) при скорости кода				
		0,5	0,6	0,62	0,71	0,78
кодер MPEG-4 xHE-AAC	8 (моно)	16	13,33	12,9	11,3	10,25
	16 (стерео)	32	27	26	23	20,5
сочетание алгоритмов AAC+SBR (верхняя частота канала звука 15375 Гц)	18,48...22,46 (моно)	37...45	31...37	30...36	26...32	24...29
	28,48 (стерео)	57	47	46	40	36,5
сочетание алгоритмов AAC+SBR+PS (верхняя частота канала звука 15000 Гц)	24 (стерео)	48	40	38,7	33,8	30,8

Из данных, имеющих в публикациях, следует:

– наиболее высокое качество при низких скоростях цифрового потока обеспечивает кодер MPEG-4 xHE-AAC, при этом качество воспроизведения остается при доступных низких скоростях цифрового потока все же несколько хуже, чем при ЧМ-радиовещании;

– с учетом канального кодирования (кодер MPEG-4 xHE-AAC) при передаче монофонического сигнала минимальное значение скорости цифрового потока лежит в пределах от 16 кбит/с (при скорости кода 0,5 и наилучшей защите от одиночных ошибок) до 10,25 кбит/с (при скорости кода 0,78 и наихудшей защите от одиночных ошибок); при стереопередаче имеем значения 32 и 20,5 кбит/с, соответственно;

– кодер MPEG-4 HE-AAC v.2 при сочетании алгоритмов компрессии AAC+SBR после канального кодирования при стереопередаче дает значения скорости цифрового потока около 57 кбит/с (при скорости кода 0,5) и около 36,5 кбит/с (при скорости кода 0,78);

– сочетание алгоритмов AAC+SBR+PS в кодере MPEG-4 HE-AAC v.2 после канального кодирования дает соответственно несколько меньшие скорости цифрового потока: 48 и 30,8 кбит/с, правда, за счет некоторого понижения качества;

– при типе занятости спектра 4,5 и 5,0 кГц система DRM не обеспечивает качество звучания близкое к ЧМ-радиовещанию, но и в этом случае оно остается по-прежнему существенно выше, чем при АМ-радиовещании;

– при типе занятости спектра 9 и 10 кГц организация радиовещания с качеством близким к ЧМ-радиовещанию возможна при соответствующем выборе режимов работы DRM-передатчика;

– использование полос DRM-радиоканала двойной ширины (18 и 20 кГц) требует проведения дополнительных исследований по изучению проблемы электромагнитной совместимости, по этой причине здесь не рассматривается.

Все же совместное применение алгоритмов компрессии AAC+SBR и AAC+SBR+PS является наиболее предпочтительным при полосе частот радиоканала не превышающей 9 или 10 кГц.

#### Влияние отношения сигнал/шум на границе зоны обслуживания передатчика на качество воспроизведения аудиоконтента

Допустимые стандартом значения скоростей цифрового потока в канале пользователя MSC для различных режимов работы DRM-передатчика приведены в таблице 3 [4].

ТАБЛИЦА 3. Скорости цифрового потока при работе в различных режимах устойчивости и различных типах занятости спектра, кбит/с

Модуляция	Уровень защиты	Скорость кода	Режимы устойчивости и типы занятости спектра			
			земная волна		пространственная волна	
			A/2 (9 кГц)	A/3 (10 кГц)	B/2 (9 кГц)	B/3 (10 кГц)
16-QAM	0	0,5	13125	14760	10222,5	11665
	1	0,62	16412,5	18452,5	12777,5	14565
64-QAM	0	0,5	19695	22142,5	15332,5	17477,5
	1	0,6	23625	26570	18402,5	20975
	2	0,71	27892	31367,5	21720	24750
	3	0,78	30910	34770	24075	27450

Наибольшее значение скорости цифрового потока (см. таблицы 2 и 3) обеспечивает режим устойчивости А. Однако, даже в этом случае модуля-

ция 16-QAM позволяет при наименьшей скорости кода передать только высококачественный монофонический сигнал. Переход к модуляции 64-QAM

позволяет уже организовать высококачественное стереофоническое радиовещание, но при скорости кода не менее 0,78, что соответствует наименьшей помехозащищенности.

В режиме устойчивости В (см. таблицы 2 и 3) полноценная передача высококачественного стереофонического сигнала с полной полосой частот (40...15000 Гц) каждого канала звука практически невозможна. Однако, и это важно, он имеет в два раза большую длительность защитного интервала, обеспечивая наилучшую защиту от многолучевости в темное время суток.

Можно сказать, что в диапазонах НЧ и СЧ в светлое время суток предпочтительным является использование режима устойчивости А, а в темное время суток – для оценки возможности использование режима устойчивости А – необходимо проведение дополнительных экспериментальных исследований.

ТАБЛИЦА 4. Требуемое SNR при вероятности появления битовой ошибки BER = 10<sup>-4</sup> для различных моделей канала, дБ

Модуляция	Уровень защиты	Скорость кода	Режимы устойчивости и типы занятости спектра			
			Модель канала 1		Модель канала 2	
			А/2 (9 кГц)	В/3 (10кГц)	А/2 (9 кГц)	В/3 (10кГц)
16-QAM	0	0,5	8,6	9,3	9,4	10,2
	1	0,62	10,7	11,3	12,5	13,1
64-QAM	0	0,5	14,1	14,7	14,9	15,6
	1	0,6	15,3	15,9	16,3	16,9
	2	0,71	17,1	17,7	19,2	19,7
	3	0,78	18,7	19,3	22,0	22,3

В режиме устойчивости В (см. таблицу 4) и типе занятости спектра 10 кГц передача монофонического сигнала с качеством, близким к ЧМ-радиовещанию при модуляции 16-QAM, практически невозможна, для этого необходима модуляция 64-QAM; передача монофонического сигнала с качеством, близким к ЧМ-радиовещанию, возможна при модуляции 64-QAM и скорости кода не менее 0,6, что требует SNR не менее 16,9 дБ; передача стереосигнала (с качеством несколько хуже, чем при ЧМ-радиовещании) возможна при модуляции 64-QAM и скорости кода не менее 0,78; реализация такого режима требует SNR не менее чем 22,3 дБ (модель канала 2).

Итак, если мы на границе зоны обслуживания обеспечим SNR при полосе частот радиоканала 10 кГц не хуже 10,7 дБ (режим устойчивости А) и 16,9 дБ (режим устойчивости В), то при соответствующем выборе алгоритма компрессии и режима работы DRM-передатчика окажется возможной передача монофонического сигнала с качеством близким к ЧМ-радиовещанию; при передаче стереофонического сигнала выполнение этого последнего условия будет возможно при SNR на границе зоны

При работе DRM-передатчика в режиме устойчивости А (таблица 4), типе занятости спектра 9 кГц, модуляции 16-QAM, скорости кода 0,5 можно обеспечить монофоническое звучание близкое (но все же несколько худшее) к качеству ЧМ-радиовещания; реализация данного режима возможна при отношении сигнал/шум (SNR, от англ. Signal-to-Noise Ratio) при радиоприеме не менее 10,7 дБ. Качество примерно равное ЧМ-радиовещанию при передаче монофонического сигнала обеспечивается при модуляции 64-QAM и скорости кода 0,6, что требует SNR в зоне обслуживания не менее 15,3 дБ. Передача стереофонического сигнала с качеством, близким к ЧМ-радиовещанию, становится в данном случае возможной только при модуляции 64-QAM, скорости кода не менее 0,78, что требует уже SNR 18,7 дБ (модель канала 1, земная волна).

обслуживания не менее 18,7 дБ (режим устойчивости А) и 22,3 дБ (режим устойчивости В).

Заметим, что в соответствии с [9] при амплитудной модуляции для качественного радиоприема в диапазоне НЧ необходимо иметь минимальное значение напряженности поля  $E_{\min} = 66$  дБ (мкВ/м), а в диапазоне СЧ соответственно  $E_{\min} = 60$  дБ (мкВ/м).

В отличие от этого при цифровом радиовещании в формате DRM эти значения для диапазонов НЧ и СЧ в зависимости от вида модуляции и уровня защиты равны [4]:

$$\text{DRM } (E_{\min}) 31,5 \text{ дБ } (30,5 + 1) + 8,6 \text{ дБ } (S/N) = 40,1 \text{ дБ,}$$

$$\text{DRM } (E_{\min}) 24,5 \text{ дБ } (23,5 + 1) + 18,7 \text{ дБ } (S/N) = 43,2,$$

без учета уровня атмосферных и промышленных шумов (режим устойчивости А, модель канала 1).

В режиме устойчивости В (модель канала 1):

$$\text{DRM } (E_{\min}) 31,5 \text{ дБ } (30,5 + 1) + 9,3 \text{ дБ } (S/N) = 40,8 \text{ дБ,}$$

$$\text{DRM } (E_{\min}) 24,5 \text{ дБ } (23,5 + 1) + 19,3 \text{ дБ } (S/N) = 43,8 \text{ дБ,}$$

также без учета уровня атмосферных и промышленных шумов, что по-прежнему остается существенно ниже, чем при АМ-радиовещании.

### Максимально возможное расстояние между DRM-передатчиками в одночастотной сети

Так как в светлое время суток наиболее предпочтительным является режим устойчивости А, то в этом случае радиоприем оказывается возможным при меньшем минимально требуемом SNR. Кроме того, и доступная скорость цифрового потока при одном и том же типе модуляции и скорости кода также больше, что позволяет при всех прочих условиях обеспечить передачу аудиоконтента с более высоким качеством. В светлое время суток имеет место только земная волна, максимальное расстояние между передатчиками одночастотной сети не должно превышать 798 км. В темное время суток появляется пространственная волна. Величина задержки пространственной волны является функцией расстояния до передатчика и частоты [4, 10].

При работе передатчика в режиме устойчивости А в диапазоне НЧ задержка пространственной волны по данным [12] на расстояниях до 1000 км не превышает 0,2 мс, что ведет к незначительному уменьшению расстояния между самыми удаленными передатчиками одночастотной сети до 738 км.

При работе DRM-передатчика в режиме устойчивости А в диапазоне СЧ при расстояниях до 500 км задержка для первого луча пространственной волны не превышает 1,5 мс [10]. Это при длительности защитного интервала 2,66 мс приводит к уменьшению расстояния для наиболее удаленных передатчиков одночастотной сети до 350 км, в то время как при наличии только земной волны это расстояние составляет 798 км, т. е. уменьшается в два раза, что весьма значительно. Это говорит в пользу использования при работе в диапазоне НЧ и в темное время суток режима устойчивости А.

При работе DRM-передатчика в режиме устойчивости В появление пространственной волны приводит к уменьшению расстояния для наиболее удаленных передатчиков одночастотной сети до 1250 км. Это существенно больше максимального расстояния между передатчиками одночастотной сети, работающими в режиме устойчивости А. Однако применение режима устойчивости В существенно уменьшает пропускную способность канала MSC, что требует, в свою очередь, при сохранении прежнего качества аудиоконтента, изменения модуляции и скорости кода, следствием чего является более высокое требуемое SNR на границе зоны обслуживания при организации высококачественного радиовещания.

Все изложенное выше позволяет рекомендовать при типе занятости спектра 10 кГц указанные в таблице 5 режимы работы DRM-передатчика.

Уточнение характеристик, влияющих на качество работы сети цифрового радиовещания в целом, следует все же предоставить вещателям, исходя из существующей в каждом регионе электромагнитной обстановки.

Если в зоне обслуживания DRM-передатчика при типе занятости спектра 10 кГц обеспечивается SNR не хуже 18,7 дБ (режим устойчивости А) или 22,3 дБ (режим устойчивости В), то (при соответствующем выборе вида модуляции поднесущих частот и скорости кода) становится возможной передача в одном радиоканале двух монофонических программ с качеством чуть хуже, чем при ЧМ-радиовещании, или одной стереофонической программы с качеством практически не отличающимся от обеспечиваемого при ЧМ-радиовещании.

ТАБЛИЦА 5. Рекомендуемые режимы и параметры DRM-передатчика (тип занятости спектра 10 кГц) при качестве аудиоконтента как при ЧМ-радиовещании

Режим устойчивости	Звуковой формат	Вид модуляции поднесущих частот	Скорость кода, не менее	Требуемое SNR, не менее, дБ	Наибольшее допустимое расстояние между передатчиками одночастотной сети, км
А/3 (10 кГц), земная волна	Моно	16-QAM / 64-QAM	0,62 / 0,6	10,7 / 15,3	738
	Стерео	64-QAM	0,78	18,7	
В/3 (10 кГц), пространственная волна	Моно	64-QAM	0,6	16,9	1250
	Стерео	64-QAM	0,78	22,3	

### Оценка радиуса зоны обслуживания DRM-передатчика при работе в диапазонах НЧ и СЧ

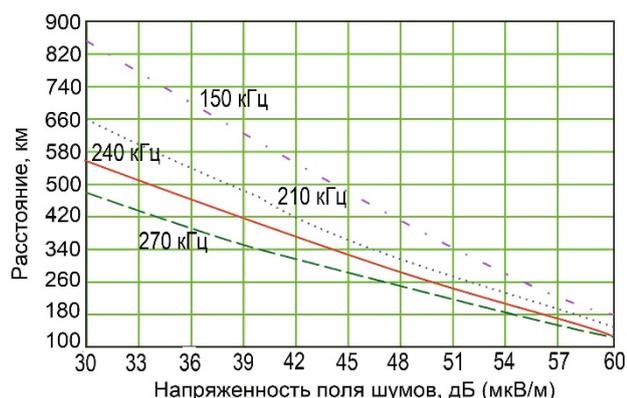
SNR на границе зоны обслуживания, как известно, определяется уровнем внешнего шума и мощностью передатчика. Если для передатчика мощностью 1 кВт SNR на границе зоны обслуживания составляет 0 дБ (мкВ/м), то в этом случае значение мощности передатчика при условии, что  $P_{\text{пер}} > 1$  кВт, будет определять при выбранных параметрах его работы (режима устойчивости, вида модуляции, скорости кода, алгоритма компрессии) SNR,

и, в конечном итоге, требуемое качество передаваемого контента.

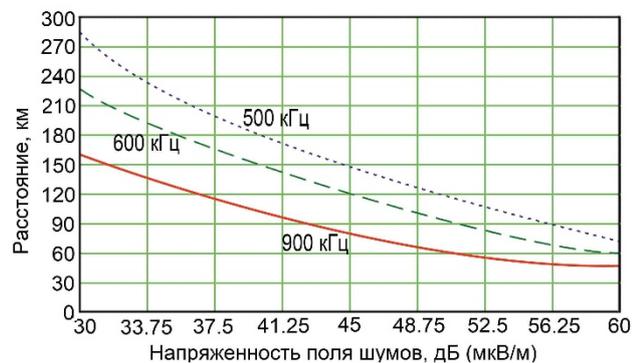
Имея данные о распределении уровней внешних шумов по обслуживаемой территории, а также числовые массивы изменения напряженности поля передатчика мощностью 1 кВт [11], определим для него расстояние до точки, в которой SNR равно 0 дБ (мкВ/м). Выполненные расчеты для различных значений несущих частот при проводимости почвы  $\sigma = 3 \cdot 10^{-3}$  См/м и диэлектрической проницаемости среды  $\epsilon = 22$  представлены в таблице 6 и на рисунке 4.

ТАБЛИЦА 6.

Напряженность поля шумов, дБ(мкВ/м)	Значение несущей частоты, кГц							
	150	210	240	270	500	600	900	1000
60	180	150	130	120	70	60	45	35
55	260	220	190	170	90	70	48	45
50	360	280	250	220	120	95	60	60
45	480	350	320	280	150	120	80	70
40	600	460	400	340	180	150	100	80
35	700	550	480	400	200	180	130	110
30	850	650	560	500	280	230	160	150



а)



б)

Рис. 4. Зависимость напряженности поля шумов от расстояния при SNR = 0 для НЧ (а) и СЧ (б)

Требуемые для радиоприема на расстоянии  $r$  от передатчика мощности передатчиков определяются выражением  $P = 10^{\text{SNR}/10}$  и составляют 12, 34, 49, 74 и 170 кВт при SNR равном 10,7, 15,3, 16,9, 18,7 и 22,3 дБ (таблица 5), соответственно. Видно, что требуемая мощность передатчика существен-

#### Список используемых источников

1. ETSI ES 201 980 V4.1.1 (2014–01). Digital Radio Mondiale (DRM); System Specification.
2. Final draft ETSI ES 201 980 V3.1.1 (2009–06). Digital Radio Mondial (DRM); System Specification.
3. Rec. ITU-R BS.1514-1 (10/2002). System for digital sound broadcasting in the broadcasting bands below 30 MHz.
4. Рекомендация МСЭ-R BS. 1615–1 (05/2011). Параметры планирования для цифрового звукового вещания на частотах ниже 30 МГц. Серия BS. Радиовещательная служба (звуковая).
5. Report ITU-R BS.2144 (05-2009). Planning parameters and coverage for Digital Radio Mondiale (FRM) broadcasting at frequencies below 30 MHz. BS Series. Broadcasting service (sound).
6. Fraunhofer DRM ContentServer™ R6 – Features, Editions & Product Lines (2015–08–04).

но возрастает с повышением качества передаваемого контента.

#### Выводы

1. При построении сети цифрового радиовещания в формате DRM в диапазоне НЧ наиболее предпочтительным является режим устойчивости А. При этом в одночастотной сети расстояние между наиболее удаленными передатчиками не должно превышать 738 км. Выбор вида модуляции и уровня защиты позволяет в полосе частот радиоканала 10 кГц (А/3) обеспечить передачу двух монофонических программ с качеством несколько худшим, чем при ЧМ-радиовещании, или одной стереофонической программы с качеством, не уступающим ЧМ-радиовещанию. Однако это становится возможным при SNR на границе зоны обслуживания не менее 18,7 дБ; при SNR 10,7 дБ возможна передача только монофонического сигнала, однако с качеством, практически не уступающим ЧМ-радиовещанию.

2. Режим устойчивости В обеспечивает лучшую защиту от многолучевости, вызванной появлением пространственной волны. При этом в одночастотной сети расстояние между наиболее удаленными передатчиками не должно превышать 1250 км. При типе занятости спектра 10 кГц (В/3) передача монофонического сигнала с качеством, близким к ЧМ-радиовещанию, возможна только при модуляции 64-QAM и скорости кода не менее 0,6. Это требует соотношения SNR не менее 16,9 дБ. Передача стереосигнала в данном случае (с качеством несколько худшим, чем при ЧМ-радиовещании) возможна при модуляции 64-QAM и скорости кода не менее 0,78. Реализация такого режима требует соотношения SNR в зоне обслуживания не менее чем 22,3 дБ.

3. Повышение качества передаваемого контента требует существенного увеличения мощности передатчика, что значительно снижает энергетический выигрыш при переходе от аналогового к цифровому радиовещанию. Учет этого фактора важен в диапазонах низких и средних частот, где особенно велик уровень атмосферного шума.

4. Все же выбор вида модуляции и скорости кода, определяющих качество передачи аудиоконтента, предоставить вещателям, исходя из сложившейся в каждом регионе электромагнитной обстановки.

7. ISO/IEC FCD 14496-3 Subpart 1. Information Technology – Very Low Bitrate Audio-Visual Coding. Part 3: Audio (1998–05–15).
8. Hidaka T., Ozawa K. ISO/IEC JTC1 SC29/WG11; Report on MPEG-2 subjective assessment at Kurihama // Signal Processing: Image Communication. 1993. Vol. 5. Iss. 1–2. PP. 127–157. DOI:10.1016/0923-5965(93)90032-0
9. Rec. ITU-R BS.703 (06/90) Characteristics of AM sound broadcasting reference receivers for planning purposes
10. Рекомендация МСЭ-R. P.1321-5 (07/2015). Факторы распространения радиоволн, влияющие на системы, использующие методы цифровой модуляции на НЧ и СЧ. Серия Р. Распространение радиоволн.
11. Варламов О.В. Технология создания сети цифрового радиовещания стандарта DRM для Российской Федерации. Дис. ... докт. техн. наук. М.: МТУСИ, 2017. 310 с.
12. Рекомендация МСЭ-R P.368-9 (02/2007). Кривые распространения земной волны для частот между 10 кГц и 30 МГц.

\* \* \*

# INFLUENCE OF DRM-TRANSMITTER OPERATION MODE ON THE QUALITY OF AUDIO CONTENT TRANSMISSION IN THE LOW AND MEDIUM FREQUENCY RANGE

Y. Kovalgin<sup>1</sup>, V. Santos<sup>1</sup>

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

## Article info

Article in Russian

**For citation:** Kovalgin Y., Santos V. Influence of DRM-Transmitter Operation Mode on the Quality of Audio Content Transmission in the Low and Medium Frequency Range. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(1):56–63. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-1-56-63>

**Abstract:** Based on the analysis of the ITU-R primary documents and the experience gained by the authors, the influence of digital audio data compression algorithms, the type of modulation of subcarrier frequencies in the OFDM block and code rate, as well as the signal-to-noise ratio during radio reception on the quality of the transmitted audio content is considered. Recommendations on the choice of the listed parameters are given.

**Keywords:** DRM operation modes, transmitter, quality, audio content, speed, channel, code, compression algorithms.

## References

1. ETSI ES 201 980 V4.1.1. *Digital Radio Mondiale (DRM); System Specification*. January 2014.
2. Final draft ETSI ES 201 980 V3.1.1. *Digital Radio Mondial (DRM); System Specification*. June 2009.
3. Rec. ITU-R BS.1514-1. *System for digital sound broadcasting in the broadcasting bands below 30 MHz*. October 2002.
4. Rec. MSE-R BS. 1615-1. *Parametry planirovaniia dlia tsifrovogo zvukovogo veshchaniia na chastotakh nizhe 30 MGts. Seriya BS. Radioveshchatelnaia sluzhba zvukovaia* [Planning parameters for digital audio broadcasting at frequencies below 30 MHz. BS series. Radio broadcasting service (sound)]. May 2011. (in Russ.)
5. Report ITU-R BS.2144. *Planning parameters and coverage for Digital Radio Mondiale (DRM) broadcasting at frequencies below 30 MHz. BS Series. Broadcasting service (sound)*. May 2009.
6. *Fraunhofer DRM ContentServer™ R6 – Features, Editions & Product Lines* (2015–08–04).
7. ISO/IEC FCD 14496-3 Subpart 1. *Information Technology – Very Low Bitrate Audio-Visual Coding. Part 3: Audio* (1998–05–15).
8. Hidaka T., Ozawa K. ISO/IEC JTC1 SC29/WG11; Report on MPEG-2 subjective assessment at Kurihama. *Signal Processing: Image Communication*. 1993;5(1–2):127–157. Available from: [https://doi.org/10.1016/0923-5965\(93\)90032-0](https://doi.org/10.1016/0923-5965(93)90032-0)
9. Rec. ITU-R BS.703. *Characteristics of AM sound broadcasting reference receivers for planning purposes*. June 1990.
10. Rec. MSE-R. P.1321-5. *Faktory rasprostraneniia radiovoln vliiaushchie na sistemy ispolzuiuushchie metody tsifrovoy moduliatsii na NCH i SCH Seriya R Rasprostranenie radiovoln* [Propagation factors affecting systems using digital modulation techniques at LF and MF. Series R. The propagation of radio waves]. July 2015. (in Russ.)
11. Varlamov O.V. *Tekhnologiia sozdaniia seti tsifrovogo radioveshchaniia standartar DRM dlia Rossiiskoi Federatsii* [Technology for creating a digital broadcasting network DRM standard for the Russian Federation]. Ph.D. Dissertation. Moscow: Moscow Technical University of Communication and Informatics Publ.; 2017. 310 p. (in Russ.)
12. Rec. MSE -R P.368-9. *Krivye rasprostraneniia zemnoi volny dlia chastot mezhd 10 kGts i 30 MGts* [Earth wave propagation curves for frequencies between 10 kHz and 30 MHz]. February 2007. (in Russ.)

# МЕТОД КЛАССИФИКАЦИИ И ПРИОРИТИЗАЦИИ ТРАФИКА В ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМЫХ СЕТЯХ

С. Мухизи<sup>1</sup>, А.И. Парамонов<sup>1\*</sup>

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

\*Адрес для переписки: alex-in-spb@yandex.ru

## Информация о статье

УДК 004.7

Язык статьи – русский

**Ссылка для цитирования:** Мухизи С., Парамонов А.И. Метод классификации и приоритизации трафика в программно-конфигурируемых сетях // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 1. С. 64–70. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-1-64-70

**Аннотация:** *С широким распространением сетевых приложений, в частности приложения Интернета Вещей, миллиарды устройств повседневного пользования подключаются к Интернету. Эффективное управление этими устройствами для поддержки надежных, безопасных и высококачественных приложений становится сложной задачей. Основным решением управления устройствами Интернета Вещей является автоматическая классификация устройств, направленная на идентификации семантического типа устройства путем анализа его сетевого трафика для поддержки широкого спектра новых функций. Классификация трафика – необходимый процесс для управления им и безопасности сети. Сетевые администраторы могут использовать его для распределения, контроля и управления сетевыми ресурсами в соответствии с заданными требованиями. В статье предлагается метод автоматической классификации трафика программно-конфигурируемых сетей на основе модифицированного алгоритма *k-means* для распределения ресурсов сети по определенным приоритизированным типам трафика, что позволяет оптимизировать работы приложений поверх сетей.*

**Ключевые слова:** *программно-конфигурируемые сети, кластеризация, классификация, приоритизация, модифицированный алгоритм *k-means*.*

## 1. Введение

С увеличением количества устройств Интернета Вещей, включая мобильные устройства, экспоненциально возрос объем генерируемых ими данных [1–3]. В результате сеть связи 5G стала ключевым фактором успеха в поддержке различных типов новых приложений Интернета Вещей с повышенным качеством обслуживания [3–5]. Для достижения более эффективной связи между приложениями в сетях связи 5G были предложены методы кластеризации [6, 7]. Однако сети связи 5G должны быть умнее и гибче, чтобы гарантировать требуемое качество их услуг как для конечных пользователей, так и для интеллектуальных сред [8, 9]. Организация динамической приоритизации и управление трафиком приложений Интернета Вещей в условиях гетерогенности сетей позволят внедрить новые услуги, такие как Тактильный Интернет, дополненная реальность, медицинские приложения и другие [9].

Различные типы приложений имеют различные требования к предоставленным сетевым услугам

[10–13]. Некоторые, например, имеют низкие требования к полосе пропускания, но чувствительны к задержке, другие нуждаются в большей полосе пропускания без критических требований к задержке. Таким образом, за счет типизации (классификации) трафика гипотетически можно обеспечить лучшее качество его обслуживания, выделяя разным потокам различное количество сетевых ресурсов.

Здесь следует учитывать, что при построении полноценной инфраструктуры сети 5G сегментов программно-конфигурируемых сетей (ПКС) будет больше одного; также будут активно применяться виртуальные сегменты. Для их объединения используются так называемые оркестраторы, которые позволяют уже работать с подконтрольной им инфраструктурой как с единым ресурсом на более высоком уровне абстракции [14, 15]. Следовательно, потребуются обеспечить процесс передачи требований по QoS (*от англ. Quality of Service – качество обслуживания*) к приложениям сети [16].

С этой целью авторами был разработан метод классификации трафика в ПКС, предназначением которого является повышение качества обслуживания за счет приоритизации выделенного приложению трафика.

## 2. Модифицированный алгоритм кластеризации k-means

Цель построения алгоритма состоит в том, чтобы решать задачу кластеризации для потоков трафика в сети связи [17]. Предположим, что один поток трафика может реализовать (или участвует в реализации) одну из возможных услуг связи. При этом возможен конечный набор  $k$  – видов трафика, например, передача видео, музыки, речи, интерактивного видео, загрузка файлов и др. Каждый из видов трафика имеет определенные характеристики, которые отражаются в его параметрах в виде некоторых признаков, который могут быть получены путем его мониторинга. Предположим, что количество таких характеристик  $d$  (при выполнении практических экспериментов  $d = 13$ ). Перечень параметров приведен в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Набор признаков для задачи классификации трафика

Название	Описание
Source IP (src_IP)	IP-адрес источника
Destination IP (dst_IP)	IP-адрес назначения
Source Port (src_port)	Порт источника
Destination Port (dst_port)	Порт назначения
Average window size	Средний размер рассмотренного набора потоков, байт
Number of packets	Количество пакетов
Packet size	Размер пакетов, байт
Average packet size	Средний размер пакетов, байт
Standard deviation of packet sizes	Стандартное отклонение размера пакетов, байт
Average inter-arrival time	Среднее время поступления пакетов, с
Standard deviation of inter-arrival times (IAT)	Стандартное отклонение времени поступления пакетов, мс
Flow duration	Продолжительность потока, с
Flow size	Размер потока, байт

Возьмем за основу алгоритм кластеризации k-means [18], который позволяет выделять заданное количество кластеров. Модифицируем этот алгоритм с целью его применения к решаемой задаче.

Особенность кластеризации (классификации) потоков состоит в следующем:

- общее количество характеристик трафика, доступных для мониторинга, достаточно велико;
- трафик характеризуется различными параметрами, имеющими различные единицы измерения и диапазоны возможных численных значений;
- количество наблюдений (результатов мониторинга, потоков) изменяется со временем.

Рассмотрим  $d$ -мерное пространство, в котором координаты точки (элемента) определяются  $d$ -числами. Предположим, что пространство рассматриваемых характеристик трафика является метрическим. Тогда расстояние между двумя точками  $x_i$  и  $x_j$  (за точку может быть принят поток по результату его мониторинга) определяется выражением:

$$S(i, j) = \sqrt{\sum_{r=1}^d (x_i^{(r)} - x_j^{(r)})^2}. \quad (1)$$

Предположим, что значения характеристик потоков (параметры) могут изменяться от некоторого минимального до некоторого максимального значения:

$$c_{\min}^{(r)} \leq x^{(r)} \leq c_{\max}^{(r)}, r = 1 \dots d. \quad (2)$$

Поскольку характеристики потока могут иметь различные единицы измерения и различные диапазоны возможных значений, следует нормировать их значения:

$$\tilde{x}^{(r)} = \frac{1}{c_{\max}^{(r)}} (x^{(r)} - c_{\min}^{(r)}), \quad r = 1 \dots d. \quad (3)$$

Тогда:

$$0 \leq \tilde{x}^{(r)} \leq 1, \quad r = 1 \dots d. \quad (4)$$

Работа алгоритма состоит из двух основных процессов: «обучение» (или адаптация) и собственно классификация потоков. Обучение заключается в выделении заданного количества  $k$  кластеров и вычислении их центров масс, т. е. координат центров кластеров:

$$x_{cm}^{(r)} = \frac{1}{m_r} \sum_{i=1}^{m_r} \tilde{x}_i, \quad r = 1 \dots d, \quad (5)$$

где  $\tilde{x}$  – согласно (4) нормированное значение  $r$ -ой характеристики потока.

Выделение кластеров производится согласно алгоритму k-means, т. е. представляет собой итерационную процедуру, в ходе которой производится перераспределение элементов по кластерам и пересчет центров масс, пока центры кластеров не стабилизируются.

Найденные подобным образом центры масс могут быть использованы в задаче классификации потоков трафика. Данная задача может решаться оценкой степени близости данного потока к центрам масс:

$$S(i, w) = \sqrt{\sum_{r=1}^d (x_i^{(r)} - x_{cm,w}^{(r)})^2}. \quad (6)$$

Принадлежность данного потока некоторому типу потоков (кластеру) может быть определена по выражению:

$$\hat{r} = \operatorname{argmin}_w S(i, w). \quad (7)$$

В отличие от «классического» алгоритма, в данном случае количество подлежащих кластеризации объектов (потоков) изменяется во времени, т.е. увеличивается в процессе мониторинга. В начале наблюдений, количество объектов мало, и результат кластеризации может быть недостоверным.

Для оценки полученного результата вычисляются среднеквадратические отклонения элементов кластеров от их центров масс:

$$\sigma_w = \sqrt{\frac{1}{m_w - 1} \sum_{i=1}^{m_w} S(i, w)^2}, \quad (8)$$

где  $S(i, w)$  – расстояние между  $i$ -ым элементом  $w$ -го кластера и центром его масс согласно (6),  $m_w$  – количество элементов в  $w$ -ом кластере.

Также вычисляется общее среднеквадратическое отклонение для всех элементов:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n - 1} \sum_{i=1}^n S(i, x_0)^2}, \quad (9)$$

где  $n$  – общее количество элементов;  $S(i, x_0)$  – расстояние между  $i$ -ым элементом и общим центром масс  $x_0$ , вычисляемым по выражению:

$$x_0^{(r)} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \tilde{x}_i^{(r)}, \quad r = 1 \dots d. \quad (10)$$

Сравнение  $\sigma_w$  и  $\sigma$  позволяет судить о качестве решения задачи кластеризации потоков. Чем меньше величина  $\delta_w$ , тем меньше разброс элементов внутри кластера  $w$  по сравнению с разбросом между всеми элементами, без деления на кластеры:

$$\delta_w = \frac{\sigma_w}{\sigma}, \quad w = 1 \dots k. \quad (11)$$

Таким образом, с помощью (8) и (11) можно характеризовать решение об отнесении потока к некоторому кластеру (типу).

Целесообразно ввести некоторое пороговое значение  $\delta_0$ , которое свидетельствует о возможности принятия решения. Иначе говоря, решение об отнесении потока к некоторому типу  $w$  может быть принято только тогда, когда  $\delta_w \leq \delta_{w0}$ ,  $w = 1 \dots k$ . Величина порогового значения может выбираться эмпирически, на основе собранных данных мониторинга.

Сравнение  $\sigma_w$  с  $S(i, w)$  позволяет оценить степень близости  $i$ -го потока к потокам выбранной группы. Чем меньше величина  $\eta_{w,i}$ , тем больше уверенность, что  $i$ -ый поток относится к типу  $w$ :

$$\eta_{w,i} = \frac{S(i, w)}{\sigma_w}. \quad (12)$$

Согласно правилу  $3\sigma$ , если эта величина менее  $1/3$ , то вероятность того, что поток относится к типу  $w$ , не менее 0,99. Однако, на практике такие оценки не всегда применимы, поэтому для этой величины также целесообразно выбрать некоторое эмпирическое значение  $\eta_0$  и принимать решение при условии  $\eta_{w,i} \leq \eta_0$ .

Таким образом, модификация алгоритма  $k$ -means состоит в определении размерности пространства, правил оценки численных характеристик и способа оценки качества принимаемого решения. Его эффективность по сравнению с «классическим» алгоритмом выражается в снижении ошибки классификации потоков за счет возможности учета различных характеристик трафика и оценки качества решения.

### 3. Характеристики сетевого трафика

Подключенные к сети приложения генерируют трафик (входящий и исходящий) в зависимости от определенных функций конфигурации приложений. Передаваемые пакеты включают трафик конфигурации сети, протокол сетевого времени (NTP, от англ. Network Time Protocol), систему доменных имен (DNS, от англ. Domain Name System), связь между устройствами и сервером, а также трафик, генерируемый в результате взаимодействия с пользователем.

Несмотря на то, что разные приложения в сети могут использовать разные протоколы и передавать данные для разных целей, большинство этого трафика использует протоколы TCP/IP. Для однозначного определения принадлежности пакета тому или иному потоку в OpenFlow-таблице в полях, принадлежащих MatchField, указываются соответствующие значения. Таким образом, на основе группы параметров, например, IP-адрес источника/назначения, можно выделить соответствующий поток и «мониторить» показатели счетчика потока (Packet count, Byte count). Параметры пакетов исследуемых потоков отображены в таблице 2.

ТАБЛИЦА 2. Параметры пакетов в сети

Тип	Параметр
Протокол канального уровня	ARP / LLC
Протокол сетевого уровня	IP / ICMP / ICMPv6 / EAPoL
Протокол транспортного уровня	TCP / UDP
Протокол уровня приложения	HTTP / HTTPS / DHCP / BOOTP / SSDP / DNS / MDNS / NTP
Дополнительные параметры IP	Оповещение о прокладке / маршрутизации
Содержание пакета	Размер / Необработанные дан-
Адрес IP	Счетчик IP-назначения
Класс IP	Счетчик потока при заданном IP-адресе источника / назначения

Каждый поток трафика содержит основную информацию о пакете, от MAC-уровня до уровня приложения. Сетевой трафик может рассматриваться как данные временных рядов и содержит полезную информацию о пользователях, устройствах и состоянии сети. Для сбора трафика в данном случае применялись анализаторы пакетов сетевого трафика Wireshark [19]. Из-за ограниченных средств сетевой безопасности, таких как протокол уровня защищенных сокетов (SSL, от англ. Secure Sockets Layer) и протокол защиты транспортного уровня (TLS, от англ. Transport Layer Security), для классификации возможно использование только заголовков пакетов.

Для классификации сетевого трафика необходим достаточный набор признаков. Признак трафика – это атрибут, значение которого отличается для разных типов классов трафика. Например, средний размер пакета, как правило, различен для потоков мультимедийного контента и потоков загрузки, поскольку в последних почти все пакеты имеют полный размер, что не относится к мультимедийным потокам. Рисунок 1 показывает, что стандартное отклонение размера пакетов для потоков загрузки (красная линия) заметно меньше по сравнению с мультимедийными (синяя линия) потоками.

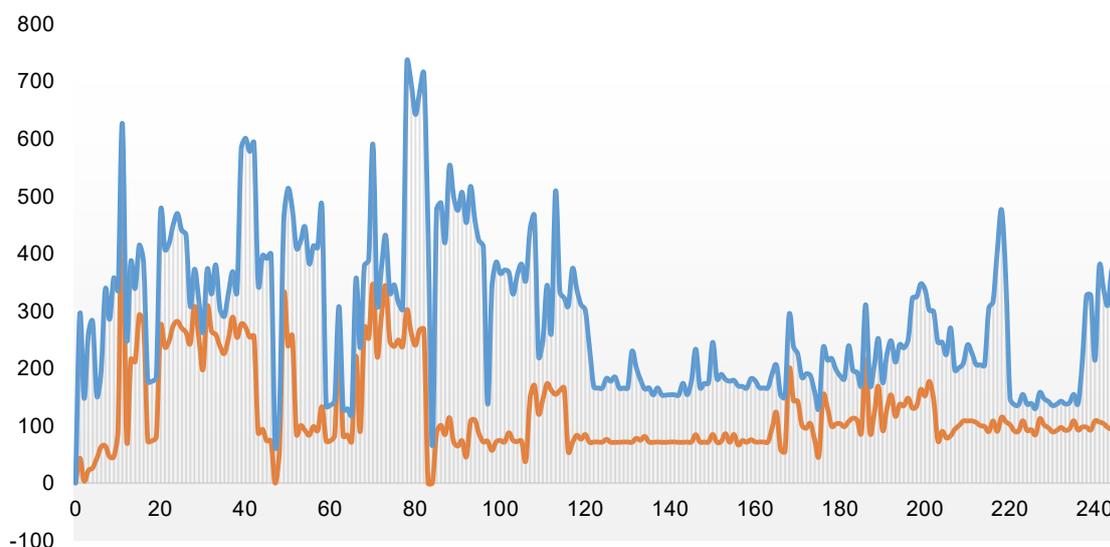


Рис. 1. Стандартное отклонение размера пакетов

#### 4. Модель классификации и приоритизации трафика ПКС

Модельная сеть состоит из ПКС-приложения, которое классифицирует сетевой трафик и принимает решения о приоритизации трафика, клиентских агентов (хост-устройств) с приложениями, генерирующими сетевой трафик, и маршрутизаторов, применяющих правила приоритетов трафика к активным потокам (рисунок 2).

Предлагаемый метод классификации и приоритизации трафика в ПКС работает следующим образом. Для классификации сначала составляется набор данных, из которого извлекаются признаки потоков конкретного типа трафика. Затем выбирается минимальный набор признаков, которые с высокой точностью характерны для потока; после чего применяется алгоритм классификации для обучения классификатора, который в дальнейшем используется в сценарии в реальном времени.

Поскольку одни и те же «обучающие» данные могут быть неэффективными после продолжительного временного промежутка, т. к. признаки потоков меняются с течением времени, необходи-

мо регулярно обновлять базу данных, т. е. переобучать классификатор. Тем самым можно с точностью определить изменения в характеристиках трафика. Механизм динамической классификации схематично приведен на рисунке 3.

В процессе классификации в режиме реального времени каждый поток классифицируется как поток мультимедиа или поток загрузки, продолжается добавление значений признаков и вектора класса во временной файл, и только после того, как заданное количество потоков будет классифицировано, полученные значения добавляются в набор признаков в существующих данных для переобучения модели.

На рисунке 4 представлена «тепловая» карта корреляций признаков потока, где поле «class» содержит тип отождествляемого класса наблюдаемого потока: в данном контексте – класс мультимедиа или класс загрузки. Карта является критичной для задачи приоритизации классифицированного трафика. В случае некорректной классификации типов трафика в потоке данных к ним применяются особые правила приоритизации.

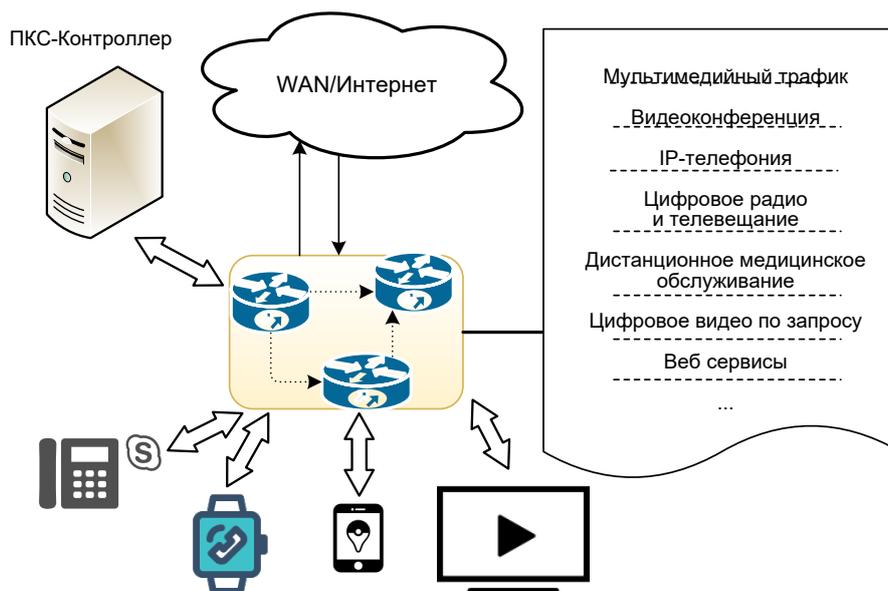


Рис. 2. Модель ПКС для задачи классификации трафика

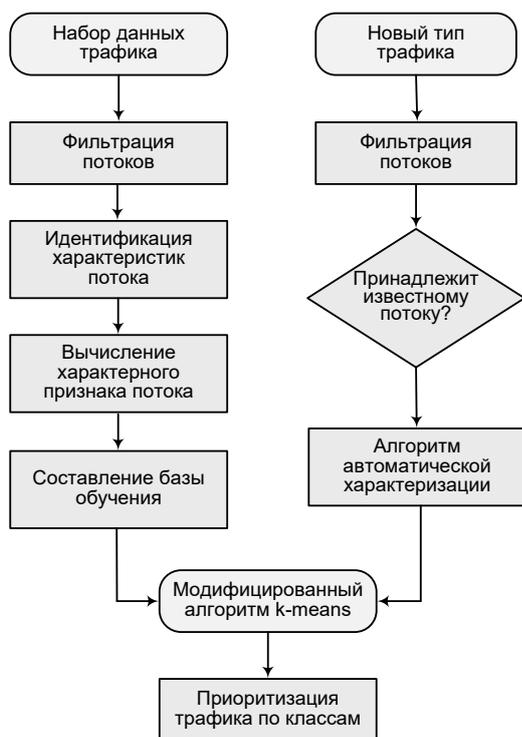


Рис. 3. Схема механизма классификации и приоритизации трафика

Соотношение между ожидаемыми значениями признаков трафика и реальными (см. таблицу 1) с целью классификации подтверждают эффективность работы предложенного метода, где для рассмотренного мультимедийного трафика и трафика загрузки точность классификации потока составляет порядка 98 %.

На данный этап принимается решение о приоритизации полученного типа трафика для улучшения качества обслуживания.

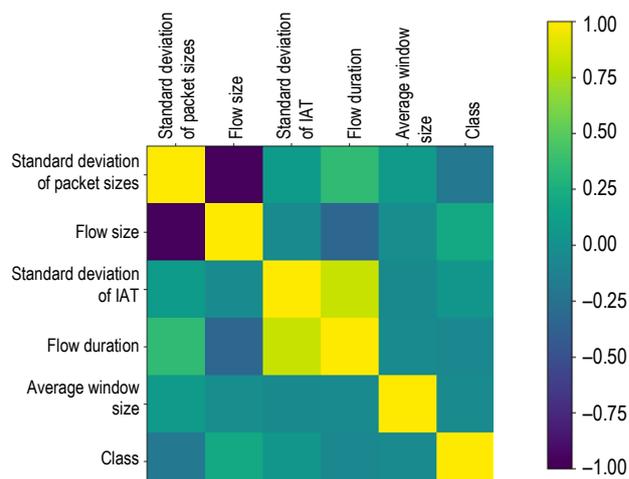


Рис. 4. «Тепловая» карта корреляций признаков потока

### 5. Заключение

Представленный в статье метод классификации трафика в ПКС основан на статических характеристиках сетевых потоков. Его особенность заключается в фиксации фактического поведения потока, независимо от типа используемого сетевого порта или протокола. Метод базируется на модифицированном алгоритме k-means для классификации предварительно помеченных обучающих данных. Благодаря этому, метод показывает высокие результаты классификации в режиме реального времени и последующей приоритизации выбранного типа трафика, что позволяет значительно улучшить качество обслуживания в сетях связи. В дальнейшем планируется рассмотреть возможности классификации различных устройств Интернета Вещей, подключенных к сети под управлением ПКС-контроллером по их выделенным трафикам, а также модели их идентификации в ПКС.

Список используемых источников

1. Кучерявый А.Е. Интернет Вещей // Электросвязь. 2013. № 1. С. 21–24.
2. Гольдштейн Б.С., Кучерявый А.Е. Сети связи пост-NGN. СПб: БХВ-Петербург, 2013. 160 с.
3. Бородин А.С., Кучерявый А.Е. Сети связи пятого поколения как основа цифровой экономики // Электросвязь. 2017. № 5. С. 45–49.
4. Muhizi S., Ateya A.A., Muthanna A., Kirichek R., Koucheryavy A. A Novel Slice-Oriented Network Model // Vishnevskiy V.M., Kozyrev D.V. Distributed Computer and Communication Networks. Communications in Computer and Information Science. Proceedings of the 21st International Conference (DCCN, Moscow, Russia, 17–21 September, 2018). Cham: Springer, 2018. Vol. 919. PP. 421–431. DOI:10.1007/978-3-319-99447-5\_36
5. 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.
6. Vladyko A., Letenko I., Lezhepekov A., Buinevich M. Fuzzy Model of Dynamic Traffic Management in Software-Defined Mobile Networks // Galinina O., Balandin S., Koucheryavy Y. Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems. Proceedings of the 16th International Conference, NEW2AN, and the 9th Conference, ruSMART (St. Petersburg, Russia, 26–28 September 2016). Lecture Notes in Computer Science. Cham: Springer, 2016. Vol. 9870. PP. 561–570. DOI:10.1007/978-3-319-46301-8\_47
7. Гимадинов Р.Ф., Мутханна А.С., Кучерявый А.Е. Кластеризация в мобильных сетях 5G. Случай частичной мобильности // Информационные технологии и телекоммуникации. 2015. Т. 3. № 2. С. 44–52.
8. Muhizi S., Shamshin G., Muthanna A., Kirichek R., Vladyko A., Koucheryavy A. Analysis and Performance Evaluation of SDN Queue Model // Koucheryavy Y., Mamatas L., Matta I., Ometov A., Papadimitriou P. (eds.) Wired/Wireless Internet Communications. Proceedings of the 15th IFIP WG 6.2 International Conference (WWIC, St. Petersburg, Russia, 21–23 June 2017). Lecture Notes in Computer Science. Cham: Springer, 2017. Vol. 10372. PP. 37–48. DOI:10.1007/978-3-319-61382-6\_3
9. Muthanna A., Volkov A., Khakimov A., Muhizi S., Kirichek R., Koucheryavy A. Framework of QoS Management for Time Constraint Services with Requested Network Parameters based on SDN/NFV Infrastructure // 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.2018.8631274
10. Rec. ITU-T Y.3110 (09/2017). IMT-2020 network management and orchestration requirements & framework.
11. Rec. ITU-T Y.3112 (05/2018). Framework for the support of Multiple Network Slicing.
12. Rec. ITU-T Y.3150 (01/2018). High-level technical characteristics of network softwarization for IMT-2020.
13. Kirichek R., Vladyko A., Paramonov A., Koucheryavy A. Software-defined architecture for flying ubiquitous sensor networking // Proceedings of the 19th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT, Bongpyeong, South Korea, 19–22 February 2017). Piscataway, NJ: IEEE, 2017. PP. 158–162. DOI:10.23919/ICACT.2017.7890076
14. Мухизи С., Киричек Р.В. Анализ технологии слайсинга в сетях связи пятого поколения // Информационные технологии и телекоммуникации. 2017. Т. 5. № 4. С. 57–63.
15. Ksentini A., Nikaein N. Toward Enforcing Network Slicing on RAN: Flexibility and Resources Abstraction // IEEE Communications Magazine. 2017. Vol. 55. Iss. 6. PP. 102–108. DOI:10.1109/MCOM.2017.1601119
16. Zander S., Armitage G. Practical machine learning based multimedia traffic classification for distributed QoS management // Proceedings of the 36th Annual IEEE Conference on Local Computer Networks (LCN, Bonn, Germany, 4–7 October 2011). Piscataway, NJ: IEEE, 2011. PP. 399–406. DOI:10.1109/LCN.2011.6115322
17. Mahdavejad S.M., Rezvan M., Barekattain M., Adibi P., Barnaghi P., Sheth A.P. Machine learning for internet of things data analysis: a survey // Digital Communications and Networks. 2018. Vol. 4. Iss. 3. PP. 161–175. DOI:10.1016/j.dcan.2017.10.002
18. Bair E. Semi-supervised clustering methods // WIREs Computational Statistics. 2013. Vol. 5. Iss. 5. PP. 349–361. DOI:10.1002/wics.1270
19. Wireshark. URL: <https://www.wireshark.org> (дата обращения 22.03.2019)

\* \* \*

## A TRAFFIC CLASSIFICATION AND PRIORITIZATION MODEL IN SOFTWARE-DEFINED NETWORKS

S. Muhizi<sup>1</sup>, A. Paramonov<sup>1</sup>

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

### Article info

Article in Russian

**For citation:** Muhizi S., Paramonov A. A Traffic Classification and Prioritization Model in Software-Defined Networks. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(1):64–70. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-1-64-70>

**Abstract:** As the number of networked devices and applications rapidly grows, particularly the Internet of Things applications, billions of devices are connected to the network and therefore managing the generated traffic becomes a needy task. Effectively managing these devices to support reliable, secure, and high-quality applications becomes challenging. The main solution to manage network traffic is the automatic classification of application aimed at identifying the semantic type of application by analyzing its network traffic and wide range of new features. This article proposes a model for dynamic network traffic classification in software-defined networks based on the modified k-means algorithm for network resources distribution to prioritized types of traffic, which allows network applications optimization.

**Keywords:** software-defined networks, clustering, classification, prioritization, modified k-means algorithm.

## References

1. Koucheryavy A.E. Internet Veshchei [Internet of Things]. *Electrosvyaz*. 2013;1:21–24. (in Russ.)
2. Goldshtein B.S., Koucheryavy A.E. *Seti svyazi post-NGN* [Post-NGN communication networks]. St. Petersburg: BHV-Petersburg; 2013. 160 p. (in Russ.)
3. Borodin A.S., Koucheryavy A.E. Fifth generation networks as a base to the digital economy. *Electrosvyaz*. 2017;5:45–49. (in Russ.)
4. Muhizi S., Ateya A.A., Muthanna A., Kirichek R., Koucheryavy A. A Novel Slice-Oriented Network Model. In *Vishnevskiy V.M., Kozyrev D.V. Distributed Computer and Communication Networks. Communications in Computer and Information Science. Proceedings of the 21st International Conference, DCCN, 17–21 September 2018, Moscow, Russia*. Cham: Springer; 2018. Vol. 919. p.421–431. Available from: [https://doi.org/10.1007/978-3-319-99447-5\\_36](https://doi.org/10.1007/978-3-319-99447-5_36)
5. Muhizi S., Muthanna A., Kirichek R.V., Koucheryavy A.E. Analysis and modeling of load balancing in software-defined networks. *Electrosvyaz*. 2019;1:23–29. (in Russ.)
6. Vladyko A., Letenko I., Lezhepekov A., Buinevich M. Fuzzy Model of Dynamic Traffic Management in Software-Defined Mobile Networks. In: Galinina O., Balandin S., Koucheryavy Y. (eds.) *Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems. Proceedings of the 16th International Conference, NEW2AN, and the 9th Conference, ruSMART, St. Petersburg, Russia, 26–28 September 2016. Lecture Notes in Computer Science*. Cham: Springer; 2016. Vol. 9870. p.561–570. Available from: [https://doi.org/10.1007/978-3-319-46301-8\\_47](https://doi.org/10.1007/978-3-319-46301-8_47)
7. Gimadinov R.F., Muthanna A.S., Koucheryavy A.E. Clustering in Mobile Network 5G Based on Partial Mobility. *Telecom IT*. 2015;3(2):44–52. (in Russ.)
8. Muhizi S., Shamshin G., Muthanna A., Kirichek R., Vladyko A., Koucheryavy A. Analysis and Performance Evaluation of SDN Queue Model. In: Koucheryavy Y., Mamatas L., Matta I., Ometov A., Papadimitriou P. (eds.) *Wired/Wireless Internet Communications. Proceedings of the 15th IFIP WG 6.2 International Conference, WWIC, 21–23 June 2017, St. Petersburg, Russia. Lecture Notes in Computer Science*. Cham: Springer; 2017. Vol. 10372. p.37–48. Available from: [https://doi.org/10.1007/978-3-319-61382-6\\_3](https://doi.org/10.1007/978-3-319-61382-6_3)
9. Muthanna A., Volkov A., Khakimov A., Muhizi S., Kirichek R., Koucheryavy A. Framework of QoS Management for Time Constraint Services with Requested Network Parameters based on SDN/NFV Infrastructure. *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.2018.8631274>
10. Rec. ITU-T Y.3110. IMT-2020 network management and orchestration requirements & framework. September 2017.
11. Rec. ITU-T Y.3112. Framework for the support of Multiple Network Slicing. May 2018.
12. Rec. ITU-T Y.3150. High-level technical characteristics of network softwarization for IMT-2020. January 2018.
13. Kirichek R., Vladyko A., Paramonov A., Koucheryavy A. Software-defined architecture for flying ubiquitous sensor networking. *Proceedings of the 19th International Conference on Advanced Communication Technology, ICACT, 19–22 February 2017, Bongpyeong, South Korea*. Piscataway, NJ: IEEE; 2017. p.158–162. Available from: <https://doi.org/10.23919/ICACT.2017.7890076>
14. Muhizi S., Kirichek R. Analysis of network slicing technology for 5G networks. *Telecom IT*. 2017;5(4):57–63. (in Russ.)
15. Ksentini A., Nikaen N. Toward Enforcing Network Slicing on RAN: Flexibility and Resources Abstraction. *IEEE Communications Magazine*. 2017;55(6):102–108. Available from: <https://doi.org/10.1109/MCOM.2017.1601119>
16. Zander S., Armitage G. Practical machine learning based multimedia traffic classification for distributed qos management. *Proceedings of the 36th Annual IEEE Conference on Local Computer Networks, LCN, 4–7 October 2011, Bonn, Germany*. Piscataway, NJ: IEEE; 2011. p.399–406. Available from: <https://doi.org/10.1109/LCN.2011.6115322>
17. Mahdavejad S. M., Rezvan M., Barekatin M., Adibi P., Barnaghi P., Sheth A.P. Machine learning for internet of things data analysis: a survey. *Digital Communications and Networks*. 2018;4(3):161–175. Available from: <https://doi.org/10.1016/j.dcan.2017.10.002>
18. Bair E. Semi-supervised clustering methods. *WIREs Computational Statistics*. 2013;5(5):349–361. Available from: <https://doi.org/10.1002/wics.1270>
19. Wireshark. Available from: <https://www.wireshark.org> [Accessed 22nd March 2019]

# ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ЗАЩИТНОГО ИНТЕРВАЛА НА ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА В СЕТЯХ Wi-Fi

О.А. Симонина<sup>1\*</sup>, В.В. Цанк<sup>1</sup>

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

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

## Информация о статье

УДК 621.391

Язык статьи – русский

**Ссылка для цитирования:** Симонина О.А., Цанк В.В. Исследование влияния защитного интервала на показатели качества в сетях Wi-Fi // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 1. С. 71–77. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-1-71-77

**Аннотация:** В статье показано, что тип трафика, ширина полосы пропускания и защитный интервал в технологиях IEEE 802.11 определяют степень влияния характеристик канала на показатели качества обслуживания. При этом разница между возможностями обслуживания мультисервисного трафика по технологиям IEEE 802.11n и IEEE 802.11ac незначительна, а выигрыш от изменения защитного интервала может достигать 10 % пропускной способности сети. Исследование проведено на имитационной модели и натурной сети.

**Ключевые слова:** IEEE, Wi-Fi, защитный интервал, показатели QoS.

## Введение

Сети Wi-Fi оказались технологией де-факто не только для реализации беспроводного сегмента локальных сетей, но и для разгрузки сети мобильной связи для частных клиентов, организации каналов связи для движущихся объектов (например, моделей и квадрокоптеров), передачи информации с датчиков. Это обусловлено, прежде всего, использованием нелицензированного радиочастотного диапазона и большим выбором существующих аппаратных решений. Чаще всего на рынке представлены модули стандартов IEEE 802.11n, которые отличаются к тому же и невысокой ценой. При этом существует мнение, что стандарт IEEE 802.11ac лучше подходит для передачи мультимедийного трафика, особенно видео. Однако на возможностях технологии передачи трафика, особенно чувствительного к показателям качества обслуживания (QoS, от англ. Quality of Service), сказывается ряд технических показателей, таких, как модуляционно-кодирующая схема и размер защитного интервала (GI, от англ. Guard Interval). Эти показатели, обычно используемые по умолчанию, могут довольно существенно влиять на показатели QoS. При этом разница в использовании технологии для некоторых типов трафика может быть ничтожна при существенном увеличении стоимости беспроводного модуля.

Сейчас уже появились устройства на базе новой технологии IEEE 802.11ax, но пока только сетевые образующие. Так, компания ASUS уже предлагает готовое решение – маршрутизатор доступа с реализацией чернового варианта стандарта [1]. Стоимость такого устройства составляет около \$400.

Отдельно отметим ряд особенностей, характерных для новой технологии. Во-первых, отсутствуют пользовательские устройства, поддерживающие данный стандарт, иногда называемый Wi-Fi6. Конечно, данное решение совместимо вниз, в основном благодаря использованию тех же частотных диапазонов. Но в данном случае выигрыш в скорости, обещаемый в IEEE 802.11ax, исчезает за счет отсутствия поддержки более высоких модуляционно-кодирующих схем. Во-вторых, сейчас активно происходит гибридизация решений технологий пакетного доступа с сотовыми технологиями, то есть данное решение, скорее всего, временное, и будет конкурировать с NB-IoT. Таким образом, сегодня для большинства прикладных решений имеет смысл выбрать недорогую и проверенную технологическую базу.

Для эксперимента были выбраны технологии IEEE 802.11n [2] как наиболее распространенная и недорогая с поддержкой QoS, IEEE 802.11ac как более современная и дорогая, но уже более гибкая для передачи мультисервисного трафика и IEEE 802.11g как «старая» и без поддержки QoS.

### Модель исследования

Для проведения исследования использовалась модель, предложенная А.И. Богдановым в рамках его диссертационного исследования и реализованная в пакете моделирования MATLAB. В модели нагрузка на канал генерируется исходя из типа передаваемого трафика, что влияет на размер пакета данных и скорость передачи данных. Известно, что на скорость передачи данных влияют такие параметры, как защитный интервал, тип дуплексной передачи, отношение распределения ресурсов вниз/вверх и время передачи протокольной информации. При этом в модели было принято рассчитывать отдельно скорость в канале вверх и вниз, а влияние временного дуплекса учитывать позднее. Таким образом, скорость передачи данных по направлению вниз рассчитывается по формуле:

$$R_{DL} = B * n * \frac{N_{DLdata}}{N_{all}} * R_{symb} \left[ 1 - \frac{T_h}{1 + T_g} \right] * K_{DLtd}, \quad (1)$$

где  $N_{DLdata}$  – число поднесущих для передачи данных по направлению от точки доступа (AP, от англ. Access Point) к пользовательскому устройству (STA, от англ. Station) (AP → STA);  $R_{symb}$  – количество бит на символ в используемой схеме модуляции;  $K_{DLtd}$  – коэффициент распределения ресурсов по направлению AP → STA;  $B$  – скорость передачи данных в бодах;  $T_h = T_{передачи}/5$ ;  $T_g = T_{символа}/8$ .

Скорость передачи данных по направлению вверх рассчитывается по формуле:

$$R_{UL} = B * n * \frac{N_{ULdata}}{N_{all}} * R_{symb} \left[ 1 - \frac{T_h}{1 + T_g} \right] * K_{ULtd}, \quad (2)$$

где  $N_{ULdata}$  – число поднесущих для передачи данных по направлению от клиента к точке доступа (STA → AP);  $K_{ULtd}$  – коэффициент распределения ресурсов по направлению вниз. Расчет скорости передачи данных позволяет определить необходимое время передачи пакета данных. Таким образом, можно рассчитать нагрузку на канал для каждого типа трафика.

В модели также учитывается наличие MIMO для двух пространственных потоков как наиболее распространенный случай в современных пользовательских устройствах.

Моделирование нагрузки производилось в соответствии со стандартом IEEE 802.11e [3], который определяет доступ к среде для обеспечения качества обслуживания при помощи гибридной координатной функции (HCF, от англ. Hybrid Coordination Function). Станция 802.11e, получившая доступ к среде, не должна занимать радиоканал на время большей длительности, чем определено в стандарте, что определяется интервалом TXOP (от англ. Transmission Opportunity).

В стандарте IEEE 802.11e определены 4 категории доступа AC, которые коррелируют с IEEE 802.1D [4] и

задают уровни приоритета. Для каждой категории доступа определены свои межкадровые промежутки (AIFS, от англ. Arbitration Interframe Space) и размер окна состязаний.

Для того чтобы рассчитать нагрузку, создаваемую трафиком, необходимо воспользоваться следующими формулами:

$$channel\ busy\ time = preamble + difs + \frac{data}{speed} + \frac{cw}{slottime} + sifs + \frac{ack}{speed}, \quad (3)$$

$$CU = integer \times \left( \left( \frac{channel\ busy\ time}{measurement\ duration \times 1024} \right) \times 255 \right), \quad (4)$$

где  $CU$  (от англ. Channel Utilization) – параметр, определяющий величину загрузки основного канала во временной области;  $preamble$  – длительность преамбулы;  $difs$  – продолжительность распределенного межкадрового интервала для дифференциации потоков;  $sifs$  – продолжительность укороченного межкадрового промежутка;  $cw$  – окно конкуренции;  $ack$  – размер фрейма квитанции;  $data$  – размер фрейма данных;  $speed$  – скорость передачи данных;  $slottime$  – размер временного интервала;  $measurement\ duration$  – продолжительность измерения;  $integer$  – количество STA [4]. Легко видеть, что возможны перегрузки канала, обусловленные передачей трафика большого объема от нескольких станций одновременно.

Для моделирования были выбраны следующие типы трафика: серфинг в сети, т. е. приложения, мало чувствительные к задержкам; пакетная телефония; потоковое видео; фоновый трафик.

В модели также приняты следующие допущения:

- каждой станцией осуществляется передача 10000 пакетов;
- нет буферизации на устройстве;
- в радиоканале происходят непрерывные передачи, что, однако, верно только для большого числа станций при возникновении коллизий.

### Влияние защитного интервала

Для борьбы с помехами, такими как межсимвольная интерференция, в OFDM включен защитный интервал. В качестве защитного интервала используют циклический префикс, который добавляется перед передаваемым OFDM-символом в передатчике и удаляется при приеме символа в приемнике. Длительность защитного интервала может составлять 1/4, 1/8, 1/16 или 1/32 от длительности OFDM-символа [5].

Выбор длительности защитного интервала является отдельной оптимизационной задачей, решение которой существенно зависит от помеховой обстановки. Удлинение защитного интервала поз-

воляет существенно уменьшить влияние межсимвольной интерференции. С другой стороны, с увеличением защитного интервала уменьшается скорость передачи данных.

Стандартный защитный  $T_{GI}$  интервал установлен как четверть от времени опроса  $T_{FFT} = 1/\Delta F$ :

$$T_{GI} = \frac{1}{4} * T_{FFT} = \frac{1}{4} * \frac{1}{\Delta F} = \frac{1}{4} * \frac{1}{0,3125 * 10^6} = 800\text{нс.} \quad (5)$$

При этом, начиная с IEEE 802.11n, есть возможность использования укороченного защитного интервала длительностью 400 нс, который рекомендуется использовать в местах с пониженной помеховой обстановкой.

Произведем расчет нагрузки для стандартного защитного интервала ( $\gamma GI$ ) и полосы пропускания 20 МГц (рисунки 1) и 40 МГц (рисунки 2). Расчет произведем для каждого типа трафика отдельно. Для расчетов используем формулу:

$$\gamma GI = CU_{LGI} - CU_{SGI}, \quad (6)$$

где  $CU_{LGI}$  – нагрузка на канал при длинном защитном интервале;  $CU_{SGI}$  – нагрузка на канал при коротком защитном интервале.

Как видно из рисунка 1, перегрузка в общем канале для фонового трафика наступает при меньшем количестве подключенных клиентских устройств, чем при видеотрафике. Данный результат является нетривиальным, так как обычно принято считать, что самый сложный в обслуживании именно видеотрафик. При этом фоновый трафик и видеотрафик обладают рядом схожих параметров: это потоковый трафик с максимально большими пакетами данных. Однако, фоновый трафик при его преобладании может существенно уменьшать пропускную способность сети. Конечно, при настройке приоритизации в WLAN этот трафик является низкоприоритетным по сравнению с мультимедийным (видео, речь) и будет обслуживаться только в случае наличия доступной пропускной способности. Однако при отсутствии конфигурации QoS, что довольно часто встречается в домашних WLAN, фоновый трафик может существенно ухудшать использование других сервисов. А так как фоновый трафик обладает приоритетом, таким же как веб-серфинг, то при активных загрузках работа в сети может быть затруднена. При этом влияние защитного интервала и технологии IEEE 802.11n или IEEE 802.11ac не оказывает существенного влияния на параметры передачи фонового трафика (рисунки 1а).

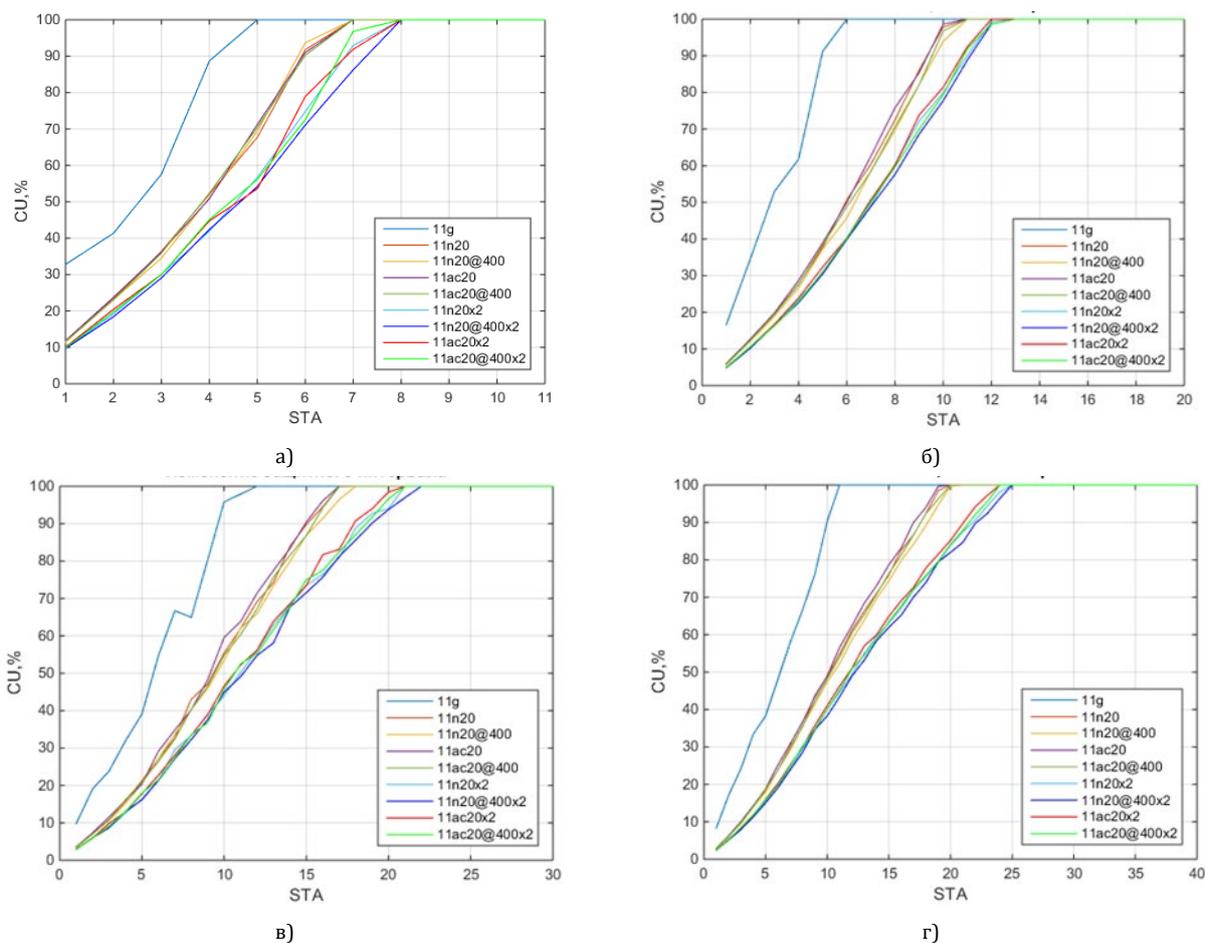


Рис. 1. Зависимость  $CU$  от числа  $STA$  для общего канала 20 МГц для различных видов трафика: а) фоновый; б) видео; в) речевой; г) веб-серфинг

Заметим, что типы трафика, использующие пакеты небольшого размера (до 800 байт), позволяют поддерживать большее количество пользовательских устройств. Это связано с тем, что на канальном уровне происходит обработка пакета целиком, а также с использованием периодов конкуренции. При этом для всех типов трафика существенным является использование MIMO: в этом случае количество поддерживаемых одновременно пользовательских устройств при передаче мультимедийного трафика увеличивается до 20 %. Как видно из графиков, использование технологии без поддержки QoS, в качестве которой была принята IEEE 802.11g, не сказывается на характеристиках качества для фонового трафика, но оказывает существенное влияние на возможности передачи мультимедийного трафика.

Рассмотрим аналогичную ситуацию для агрегированного канала 40 МГц (рисунок 2). Принятая за эталонную технологию без поддержки QoS IEEE 802.11g не бралась в расчет, так как не поддерживает агрегированные каналы.

Использование агрегированного канала приводит к тому, что влияние многолучевого распространения оказывается слабо выраженным, порядка 10 %. Это сравнимо с влиянием изменения защитного интервала, составляющем до 7–9 %. Также отметим, что существенного увеличения количества пользовательских устройств, обслуживаемых с заданным качеством, не произошло. Для трафика видео, речи и веб-серфинга изменения заметны только для сетей с повышенной плотностью устройств, т. е. более 10 STA.

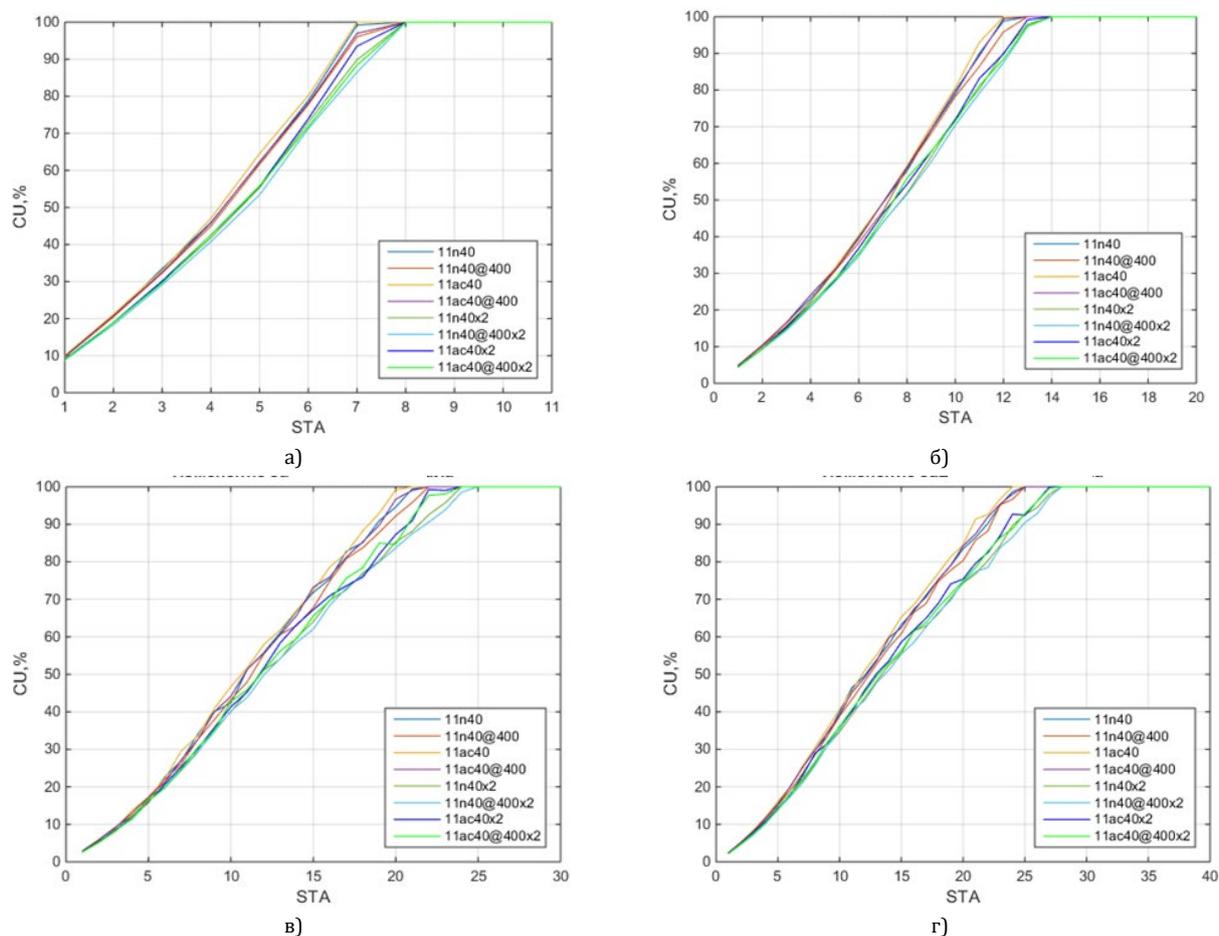


Рис. 2. Зависимость  $CU$  от числа  $STA$  для общего канала 40 МГц для различных видов трафика: а) фоновый; б) видео; в) речевой; г) веб-серфинг

Из графиков (рисунки 1, 2) видно, что наихудший результат для всех видов трафика получен при использовании стандарта IEEE 802.11g, не поддерживающего QoS. Однако для технологий IEEE 802.11n и IEEE 802.11ac значения очень близки, особенно для полосы пропускания 40 МГц. Проведем расчет математического ожидания и дисперсии для каждого типа трафика (рисунок 3). Из полученных результа-

тов следует, что различия при использовании стандартов IEEE 802.11n и IEEE 802.11ac при передаче мультимедийного трафика практически нет. При этом увеличение защитного интервала позволяет уменьшить нагрузку на 7,8 %. Таким образом, целесообразно использовать данный механизм только для сетей высокой плотности с большим числом пользователей.

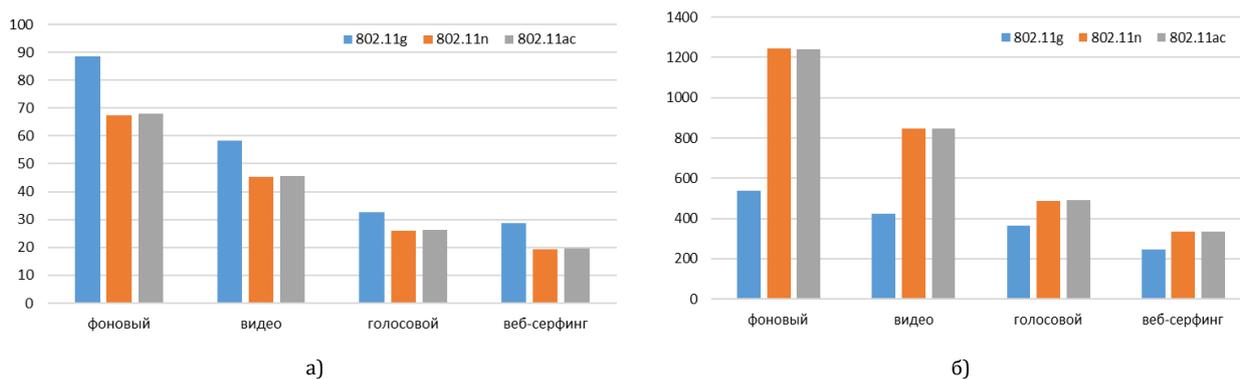


Рис. 3. Математическое ожидание (а) и дисперсия (б) нагрузки на общий канал для различных технологий

### Натурный эксперимент

Для проверки гипотезы, что для различных типов трафика технологии IEEE 802.11n и IEEE 802.11ac равноценны, а влияние оказывает величина защитного интервала в сочетании с шириной полосы пропускания, проведем натурный эксперимент. Для развертывания сети использовался маршрутизатор Mikrotik RB952Ui-5ac2nD, так как он обладает двумя важными качествами при развертывании SMO-сетей: относительная дешевизна оборудования и функционал, необходимый для проведения данного эксперимента. Диапазон 2,4 ГГц, ширина полосы пропускания установлена 20 МГц. К сети подключен ноутбук Asus n751fx с установленным ПО Wireshark, Microsoft Office Excel и браузером Google Chrome. Роутер подключался к сети провайдера по стандарту Gigabit Ethernet 1000BASE-T. Через сеть провайдера происходит подключение к одному из четырех серверов (twitch.tv, drive.google.com, vk.com, сервер приложения WhatsApp), используемых для генерации трафика в соответствии со стандартом 802.11e (видео, фоновая загрузка, серфинг в сети, передача голоса, соответственно).

После сбора статистики фреймы сортируются и подсчитываются с помощью фильтров Wireshark, экспортируются в MS Office Excel и подвергаются статистической обработке.

Каждый эксперимент разделен на четыре части, в каждой из которых исследуется один из четырех ти-

пов трафика: фоновая загрузка, потоковое видео, передача голоса, веб-серфинг. Фоновая загрузка генерируется с помощью сервиса от компании Google – Google Диск. В браузере на сайте drive.google.com скачивается архив размером 685 Мб. Потоковое видео генерируется с помощью сайта twitch.tv, в качестве браузера использовался Google Chrome. Голосовой трафик генерировался в приложении WhatsApp, продолжительность разговора 20 минут. Трафик веб-серфинга генерировался путем просмотра ленты новостей на сайте социальной сети ВКонтакте (vk.com) и путем просмотра запросов в поисковой системе Google. Эксперимент проводился по три раза для каждой из технологий. Параметры эксперимента приведены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Параметры эксперимента

Тип трафика	Длительность соединения, мин	Источник трафика
Download (фоновая загрузка)	До конца загрузки файла (685 мб)	Drive.google.com
Video (потоковое видео)	15	Twitch.tv
Voice (передача голоса)	20	WhatsApp
Web-surfing (веб-серфинг)	20	Vk.com и google.com

В процессе эксперимента были получены распределения длин фреймов для каждого типа трафика, рассчитана нагрузка на канал согласно [6] и построены графики (рисунки 4, 5).

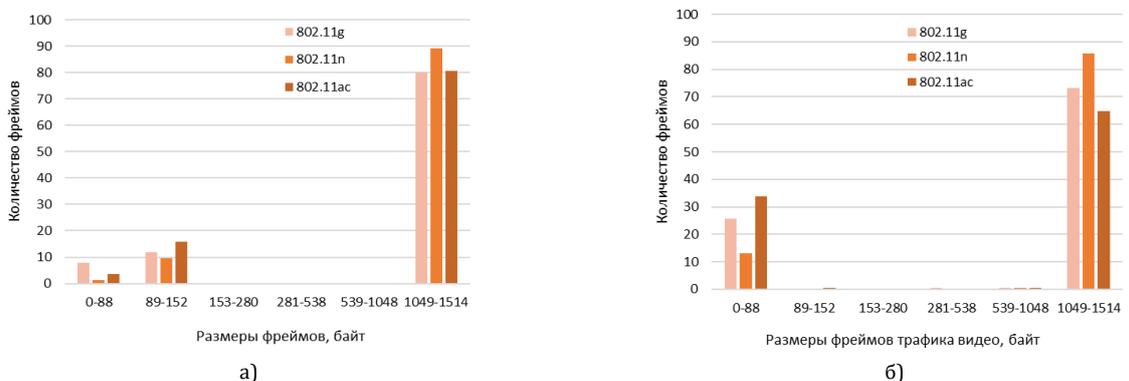


Рис. 4. Распределение фреймов в общем канале в зависимости от технологии, полученное в результате натурального эксперимента для фоновой загрузки (а) и трафика видео (б)

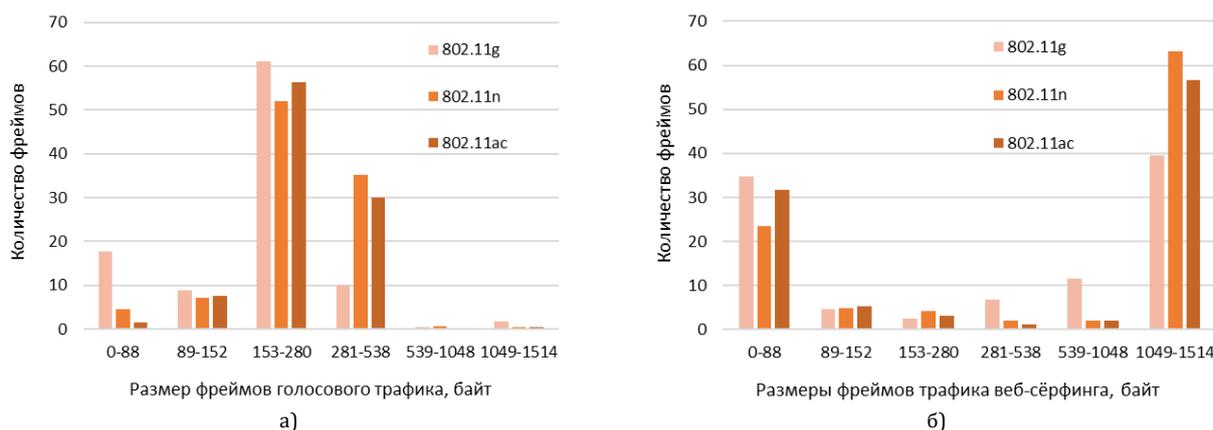


Рис. 5. Распределение фреймов в общем канале в зависимости от технологии, полученное в результате натурального эксперимента для голосового трафика (а) и трафика веб-серфинга (б)

Как видно из полученных графиков, размер фреймов существенно изменяется в зависимости от типа трафика. Так, преобладание фреймов малых размеров (до 90 байт) соответствует квитируванию на различных уровнях модели ISO/OSI. При этом для большинства приложений характерно существенное, до 90 %, количество фреймов, близких к максимальному размеру кадра на канальном уровне IEEE 802.11 (MTU = 1500 байт). Особенно это заметно для трафика видео и фоновой загрузки, что приводит к максимальной загрузке канала.

Проведем оценку расчетных значений и нагрузки, полученной в результате натурального эксперимента (таблица 2).

ТАБЛИЦА 2. Отклонение расчетных значений нагрузки и результатов натурального эксперимента в общем канале, %

Технология	Фоновые загрузки	Видео	Речь	Серфинг
802.11g	17,9	18,5	16,7	16,8
802.11n	14,0	18,1	13,6	13,4
802.11ac	14,8	14,1	12,2	10,0

Таким образом, полученные отклонения расчетных значений загрузки математической модели и результатов натурального эксперимента не превышают 20 %. Следовательно, при учитывающей буферизацию на устройстве коррекции данная мо-

дель может быть использована для прогнозирования нагрузок в Wi-Fi сегментах. Данный результат крайне важен при внедрении «умного переключения» между сетью мобильной связи и Wi-Fi при внедрении гетерогенных сетей.

## Выводы

В статье показано, что при использовании технологий IEEE 802.11n и IEEE 802.11ac при передаче трафика различных типов выигрыш для конечного пользователя несущественен. При этом очевидно, что существенное влияние на возможность сети поддерживать заданное качество обслуживания оказывает количество подключенных клиентских устройств и величина защитного интервала.

По результатам натурального эксперимента показано, что данная математическая модель может быть использована для оценки возможных нагрузок трафика различных типов, но требуется внести корректировку (учесть буферизацию трафика на устройстве).

В дальнейшем планируется оценить возможность поддержки сетью стандартов IEEE 802.11 качества обслуживания новых типов трафика, в том числе трансляций, виртуальной и дополненной реальности и IoT.

## Список используемых источников

1. Осолков И. Обзор маршрутизатора ASUS RT-AX88U: первый роутер с Wi-Fi 6 // 3DNews. URL: <https://3dnews.ru/981287/obzor-marshrutizatora-asus-rtax88u-perviy-router-s-wifi-6> (дата обращения 18.03.2018)
2. Perahia E. IEEE 802.11n Development: History, Process, and Technology // IEEE Communications Magazine. 2008. Vol. 46. Iss. 7. PP. 48–55.
3. Chen X., Zhai H., Tian X., Fang Y. Supporting QoS in IEEE 802.11e wireless LANs // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2006. Vol. 5. Iss. 8. PP. 2217–2227. DOI:10.1109/TWC.2006.1687738
4. IEEE Std 802.11-2012. 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, 2012. DOI:10.1109/IEEESTD.2012.6178212
5. Hanzo L., Münster M., Choi B.J., Keller T. OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting. Chichester: John Wiley & Sons, 2003. 980 p.
6. Lavrukhin V., Simonina O., Volodin E. An experimental study of the key QoS parameters in public Wi-Fi networks // Proceedings of the 6th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT, St. Petersburg, Russian Federation, 6–8 October 2014). Piscataway, NJ: IEEE, 2014. PP. 198–203. DOI:10.1109/ICUMT.2014.7002102

\* \* \*

# RESEARCH OF AN IMPACT OF THE GUARD INTERVAL ON THE WI-FI QUALITY PARAMETERS

O. Simonina<sup>1</sup>, V. Zank<sup>1</sup>

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

## Article info

Article in Russian

**For citation:** Simonina O., Zank V. Research of an Impact of the Guard Interval on the Wi-Fi Quality Parameters. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(1):71–77. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-1-71-77>

**Abstract:** *The article shows that the type of traffic, bandwidth and guard interval in IEEE 802.11 technologies have a minor effect on the quality of service indicators. At the same time, the difference between the multi-service traffic service capabilities between IEEE 802.11n and IEEE 802.11ac is insignificant, and the gain from changing the guard interval can reach 10 % of network bandwidth. The study was conducted on a model and a real-life network.*

**Keywords:** *IEEE, Wi-Fi, Guard Interval, QoS Parameters.*

## References

1. Oskolkov I. Obzor marshrutizatora ASUS RT-AX88U perviy router s Wi-Fi 6 [Overview of First Wi-Fi 6 Router: ASUS RT-AX88U:]. *3DNews*. (in Russ.) Available from: <https://3dnews.ru/981287/obzor-marshrutizatora-asus-rtax88u-perviy-router-s-wifi-6> [Accessed 18 March 2019]
2. Perahia E. IEEE 802.11n Development: History, Process, and Technology. *IEEE Communications Magazine*. 2008;46(7): 48–55.
3. Chen X., Zhai H., Tian X., Fang Y. Supporting QoS in IEEE 802.11e wireless LANs. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2006;5(8):2217–2227. Available from: <https://doi.org/10.1109/TWC.2006.1687738>
4. IEEE Standard Association. IEEE Std 802.11-2012. *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; 2012. Available from: <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2012.6178212>
5. Hanzo L., Münster M., Choi B.J., Keller T. *OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting*. Chichester: John Wiley & Sons; 2003. 980 p.
6. Lavrukhin V., Simonina O., Volodin E. An experimental study of the key QoS parameters in public Wi-Fi networks. *Proceedings of the 6th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops, ICUMT, St. Petersburg, Russian Federation, 6–8 October 2014*. Piscataway, NJ: IEEE; 2014. p.198–203. Available from: <https://doi.org/10.1109/ICUMT.2014.7002102>

# ПРИНЦИПЫ И ТЕХНОЛОГИИ ЦИФРОВОЙ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ ПРОГРАММНО-КОНФИГУРИРУЕМОГО РАДИО: ОБЗОР СОВРЕМЕННЫХ ТЕНДЕНЦИЙ В ОБЛАСТИ СОЗДАНИЯ КОМПЛЕКСА ПОДГОТОВКИ СПЕЦИАЛИСТОВ

Г.А. Фокин<sup>1\*</sup>

<sup>1</sup>Санкт-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 621.396.72

Язык статьи – русский

**Ссылка для цитирования:** Фокин Г.А. Принципы и технологии цифровой связи на основе программно-конфигурируемого радио: обзор современных тенденций в области создания комплекса подготовки специалистов // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 1. С. 78–94. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-1-78-94

**Аннотация:** Современная тенденция проникновения программно-конфигурируемого радио (ПКР) в науку, производство и образование определяется появлением на рынке доступных и многофункциональных программно-аппаратных решений. Анализ опыта ряда зарубежных вузов позволяет говорить о возникновении новой образовательной парадигмы в области телекоммуникаций и радиосвязи, связанной с направлением ПКР. С образовательной точки зрения направление ПКР является междисциплинарным и охватывает следующие курсы: радиоприемные и радиопередающие устройства, цифровая обработка сигналов, теория электрической связи, программирование и имитационное моделирование. Интегрирующая роль курса по направлению ПКР заключается в развитии системного подхода в части анализа и синтеза современного приемопередатчика с возможностью программной реализации большинства функций физического уровня и заключительной апробации их работы в радиоэфире. Целью настоящей работы является обзор современных тенденций в области создания комплекса подготовки специалистов по курсу «Принципы и технологии цифровой связи на основе программно-конфигурируемого радио». Для этого в работе анализируются особенности стандартизации и архитектура радиостанции ПКР, современные тенденции использования ПКР, зарубежный опыт использования ПКР в образовании, эволюция радиостанций ПКР, структура аппаратной части радиоприемника RTL-SDR, особенности реализации приемопередатчика ПКР в специализированном программном обеспечении (СПО). Для оценки показателей функционирования, реализованных в СПО приемопередатчиков ПКР, в заключении приводится методика полунатурного моделирования на испытательном стенде Keysight.

**Ключевые слова:** программно-конфигурируемое радио, SCA, FPGA, DSP, GPP, ASIC, приемопередатчик, испытательный стенд Keysight.

## I. Введение

Термин программно-конфигурируемого радио (ПКР или SDR, от англ. Software Defined Radio) обычно связывают с именем Митолы и его статьей по архитектуре ПКР [1], опубликованной свыше двух десятилетий назад в период его работы на Министерство обороны США.

Регламентация в области ПКР тесно связана с понятием программно-определяемой архитектуры связи (SCA, от англ. Software Communication

Architecture), спроектированной вышеупомянутым министерством в рамках работ по единым тактическим системам радиосвязи (JTRS, от англ. Joint Tactical Radio Systems), которые проводились с 1997 г. с целью разработки стандарта ПКР [2]. Архитектура SCA была призвана обеспечить работу систем военной радиосвязи с разными радиосигналами вне зависимости от аппаратной платформы за счет стандартизированных интерфейсов прикладного программирования. В целях унификации

оборудование, производимое для нужд министерства обороны США, должно было отвечать требованиям SCA. В Европе концепция SCA также получила развитие для оборонных нужд под названием ESSOR (от *англ.* European Secure Software Defined Radio – проект программы Европейского Союза по созданию программно реконфигурируемых радиосистем).

В упомянутой публикации Джозефа Митолы практически реализуемой представлялась передача, прием и обработка сигналов в программном виде на нулевой/промежуточной (0Ч или Baseband/ПЧ или IF, от *англ.* Inter-Mediate Frequency) частоте с последующим аппаратным переносом на промежуточную и/или радиочастоту (РЧ или RF, от *англ.* Radio Frequency). На сегодняшний день развитие программно-аппаратных средств ПКР позволяет говорить о возможностях программной обработки сигналов непосредственно на несущей частоте радиосигнала за счет высокоскоростных АЦП, но это пока единичные приложения, где стоимость и энергопотребление не являются препятствием [3].

Международной инициативой по регламентации и стандартизации в области ПКР является SDR-форум WInnF (от *англ.* Wireless Innovation Forum), где публикуются нормативные материалы рекомендательного характера [4, 5]. SDR является радиооборудованием, в котором все или большинство функций физического уровня выполняются в программном виде, а функции, выполняемые аппаратно, должны оперативно модифицироваться по требованиям рабочего стандарта связи [6].

Программная реализация функций по обработке сигналов и программное управление обеспечивают кардинальное повышение функциональных возможностей радиостанции путем поддержки работы в различных диапазонах и стандартах связи, что реализуется посредством так называемого модельно-ориентированного проектирования (МОП).

МОП является математическим и визуальным методом решения задач, связанных с проектированием систем управления, обработки сигналов и связи [7]. Подход МОП заключается в систематическом использовании моделей в течение всего процесса разработки для проектирования, анализа, симуляции, автоматической генерации кода и верификации, что позволяет существенно сократить время на разработку [8]. Построенные модели могут быть реализованы и верифицированы в специализированном программном обеспечении (СПО).

Новый учебный курс «Принципы и технологии цифровой связи на основе программно-конфигурируемого радио» имеет своей целью развитие знаний и навыков МОП на основе ПКР.

Целью настоящей работы является обзор современных тенденций в области создания комплекса подготовки специалистов по курсу «Принципы и технологии цифровой связи на основе программно-

конфигурируемого радио». Для этого в работе анализируется архитектура радиостанции ПКР, современные тенденции использования ПКР, зарубежный опыт использования ПКР в образовании, эволюция радиостанций ПКР, структура аппаратной части радиоприемника RTL-SDR, особенности реализации приемопередатчика ПКР в СПО. Для оценки показателей функционирования, реализованных в СПО приемопередатчиков ПКР средствами натурального эксперимента, в заключении приводится методика полунатурного моделирования реализованного приемопередатчика на испытательном стенде Keysight.

## II. Архитектура радиостанции ПКР

Возникновение новой образовательной парадигмы в области телекоммуникаций и радиосвязи, связанной с направлением ПКР, можно проследить путем анализа архитектуры радиостанции ПКР.

Общепринято определять архитектуру радиостанции в терминах модели открытых систем связи OSI-7. Почти любая радиостанция, в том числе радиостанция ПКР, включает аппаратную и программную части, функции которых совместно определяются на физическом уровне и подуровне MAC канального уровня в модели OSI-7. Например, преобразование спектра принимаемого/передаваемого сигнала, модуляция/демодуляция, фильтрация должны в максимальной степени выполняться в цифровой области программно или аппаратно при возможности реконфигурации аппаратных средств в зависимости от рабочего стандарта радиосвязи [6]. На рисунке 1 показана общая архитектура радиостанции ПКР согласно [5]. Эта функциональная схема определяет построение приемника (слева – направо) и передатчика (справа – налево). Каждому функциональному блоку соответствует аппаратная или программная реализация.

Антенна (Antenna) может быть любого типа, от простейшей дипольной конструкции до фазированной решетки, включая иные элементы антенно-фидерного тракта; эта часть радиостанции реализуется только в аппаратном виде.

Элемент преобразования с РЧ на ПЧ отражает минимально необходимую аппаратную обработку высокочастотного (ВЧ) модулированного сигнала в приемнике и передатчике. Определенное аппаратное преобразование принимаемого/передаваемого сигнала необходимо в любой функциональной схеме радиостанции, так как реально невозможно подключить ЦАП/АЦП непосредственно к антенне для преобразования высокочастотного сигнала. Практически элемент RF/IF может включать полосовые фильтры (ПФ) для модулированного сигнала, смеситель, усилитель мощности (УМ) передатчика или малошумящий усилитель (МШУ) приемника, опорный ВЧ-генератор (ОГ), модулятор/демодулятор и т. д.

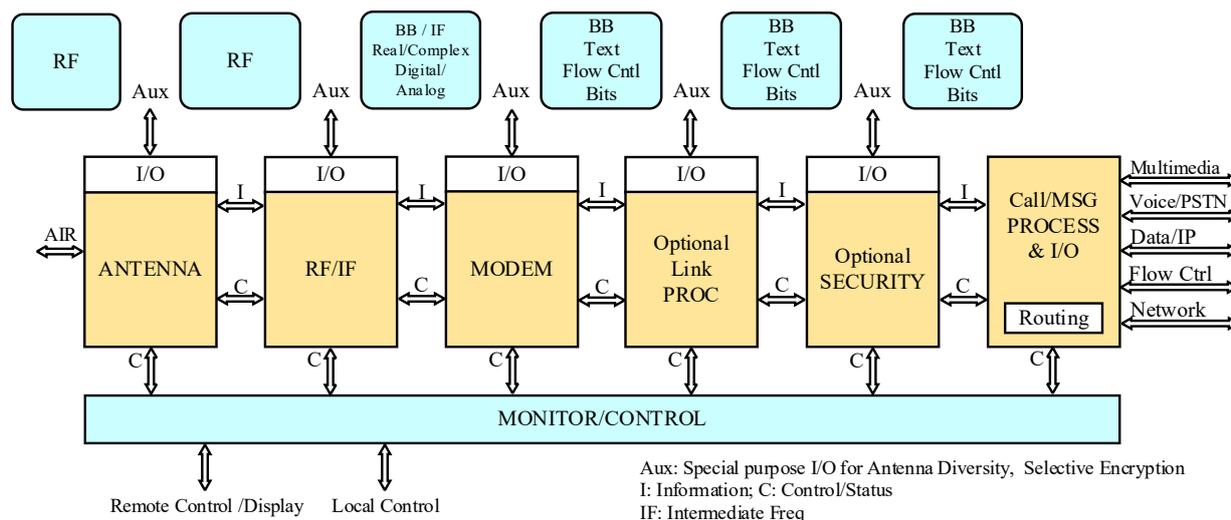


Рис. 1. Архитектура радиостанции ПКР

Модем (Modem) представляет преобразователь АЦП/ЦАП и программные операции по выполнению функций физического уровня: цифровой фильтрации, модуляции/демодуляции, радиочастотной и тактовой синхронизации, сборки/разборки пакетов и т. п.

Процессор (Optional Link PROC) выполняет функции канального подуровня MAC по управлению и стабилизации параметров аппаратуры радиоканала (RF/IF) и элементов антенно-фидерного тракта. Аппаратура процессорной части может включать специализированные программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС или FPGA от англ. Field-Programmable Gate Array), цифровые сигнальные процессоры (DSP, от англ. Digital Signal Processors), процессоры общего назначения (GPP, от англ. General Purpose Processor).

Основным параметром, определяющим архитектуру приемопередатчика радиостанции ПКР, является расположение АЦП/ЦАП относительно приемной/передающей антенны. Представление сигнала в цифровом виде и его последующая цифровая обработка обеспечивают максимальное качество выполняемых функций и максимальную гибкость в соответствии с основным требованием многостандартного режима работы радиостанции ПКР.

С этой точки зрения необходимо располагать преобразователи АЦП/ЦАП максимально близко к антенне. С другой стороны, цифровая обработка смеси множества принимаемых/формируемых ВЧ-сигналов без предварительной фильтрации и/или преобразования частоты может предъявлять повышенные требования по скорости работы, динамическому диапазону и энергопотреблению цифровых устройств. Переход от непрерывного представления сигнала к дискретному определяется компромиссом между широкими функциональными возможностями радиостанции, с одной стороны, и разумными эксплуатационными парамет-

рами при условии выполнения требований стандартов электромагнитной совместимости – с другой.

Приемопередатчик «идеальной» радиостанции ПКР должна иметь минимальную программно-управляемую аппаратную часть, не зависящую от рабочей частоты, вида модуляции и ширины канала, и удовлетворять требованиям стандарта ЭМС. Упрощенная функциональная схема такой радиостанции показана на рисунке 2, где: АРУ – автоматическая регулировка усиления; АРЧ – автоматическая регулировка частоты; АРМ – автоматическая регулировка мощности.

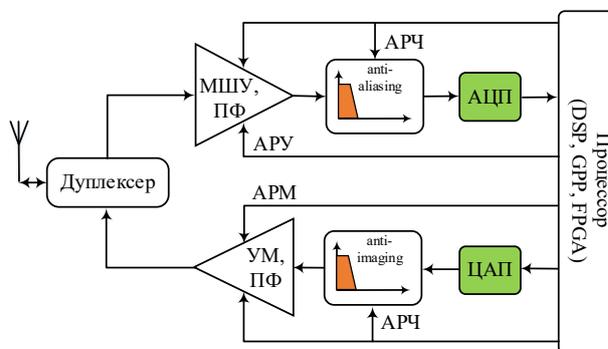


Рис. 2. Приемопередатчик «идеальной» радиостанция ПКР

Аппаратная часть приемника включает перестраиваемый входной ПФ, МШУ с функцией автоматической регулировки усиления и АЦП. Последний предваряется антиэлайзинговым (от англ. anti-aliasing) фильтром нижних частот (ФНЧ), который выполняет техническую функцию сопряжения полосы частот аналогового сигнала с частотой выборок АЦП. Принятый сигнал в цифровом виде поступает в процессор, где и производится его дальнейшая обработка: основная селекция относительно сигналов на соседних каналах, оптимальная фильтрация, демодуляция, синхронизация и детектирование.

Аппаратная часть передатчика включает ЦАП, перестраиваемый фильтр и УМ. На выходе ЦАП располагается восстанавливающий фильтр (*от англ. Reconstruction Filter, Anti-Imaging Filter*), который выполняет подавление в спектре аналогового ВЧ-сигнала паразитных частот ЦАП. Анализ архитектуры радиостанции ПКР (см. рисунок 1) и приемопередатчика «идеальной» радиостанции ПКР (см. рисунок 2) иллюстрируют тенденцию уменьшения аппаратной обработки с одновременным увеличением доли программной обработки радиосигналов, которую можно реализовать средствами МОП и, таким образом, объясняют возникновение новой образовательной парадигмы, связанной с ПКР.

### III. Современные тенденции применения ПКР

На сегодняшний день развитие программно-аппаратных средств ПКР позволяет говорить о возможностях обработки сигналов в программном виде непосредственно на несущей частоте радиосигнала за счет высокоскоростных АЦП, например, ADC12J4000 TI с разрядностью 12 бит и скоростью 4 Гбайт/с [3]. Но это пока единичные приложения, где стоимость и энергопотребление не являются препятствием. Большинство же современных плат ПКР используют аппаратное преобразование с РЧ на ПЧ, оцифровку на ПЧ и последующий цифровой перенос в область 0Ч (рисунок 3).

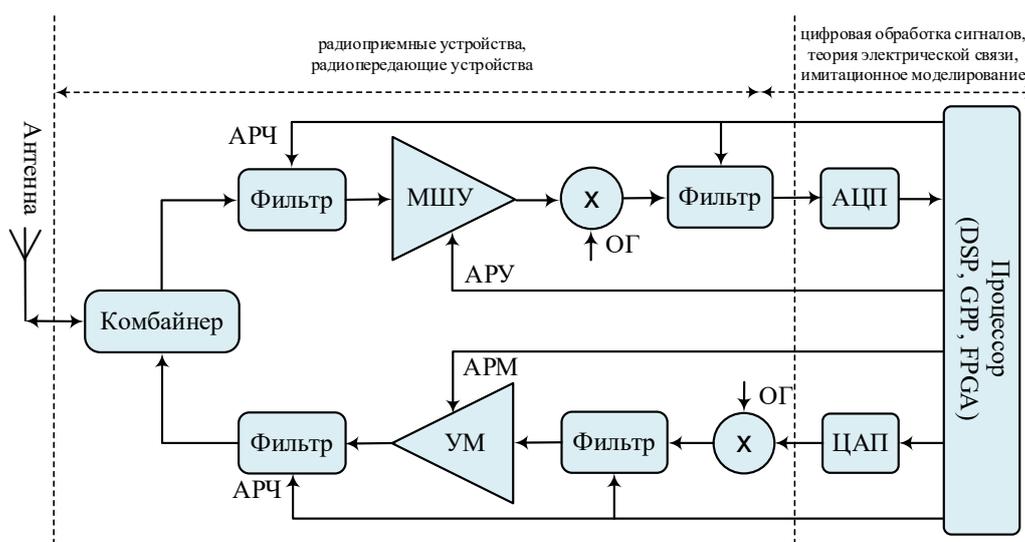


Рис. 3. Функциональная схема радиостанции ПКР и междисциплинарные связи курсов

Аппаратная часть, отвечающая за обработку радиосигнала на РЧ/ПЧ, включает ПФ, смесители, УМ передатчика, МШУ приемника, ОГ и предусматривает программно-управляемую АРУ, АРЧ и АРМ (см. рисунок 3).

Программно-аппаратная часть, отвечающая за обработку низкочастотного информационного сигнала, включает преобразователи АЦП/ЦАП и процессор, реализующий программные операции по выполнению функций физического и канального уровней, таких как цифровая фильтрация, модуляция/демодуляция, частотная и тактовая (битовая) синхронизация, сборка/разборка пакетов, управление параметрами обработки радиосигнала на ВЧ/ПЧ.

Программная реализация алгоритмов передачи, приема и обработки сигналов радиосвязи в ПКР наиболее гибко и оперативно реализуется универсальными GPP. Показательным примером подобной успешной реализации является повышение производительности базовых станций (БС) GSM при замене их GPP на более современные в конце 90-х годов; программное обеспечение БС при этом не потребовалось менять вовсе [3].

Однако для абонентских станций (АС) практически реализовать аналогичный эффект от использования более современных GPP оказалось затруднительным по причине существенного повышения энергопотребления и стоимости [3]. В абонентских устройствах предпочтительно использование комплексов аппаратных средств обработки: DSP-процессоров, FPGA и специализированных интегральных схем ASIC (*от англ. Application-Specific Integrated Circuit*).

Требования по производительности и энергопотреблению для операций по обработке сигналов радиосвязи в реальном времени, предъявляемые к аппаратным средствам ПКР таковы (таблица 1), что использование одних лишь GPP оказывается недостаточным, – необходим компромисс между возможностью реконфигурации программного обеспечения (ПО) и временем разработки для аппаратных средств ПКР (рисунок 4).

Можно констатировать, что использование единой аппаратной платформы ПКР для поддержки разных стандартов радиосвязи, вещания и навигации, таких как 2G, 3G, 4G, WiFi, Bluetooth, GPS, FM, DVB в АС оказалось неконкурентоспособным [4]; в смартфонах, например, для каждого из стандартов

используется отдельная микросхема ASIC. С одной стороны, казалось бы, увеличение различных стандартов связи, вещания и навигации, должны были бы, по идее, привести к некоторому «потолку», когда для каждого из стандартов использовать отдельную микросхему ASIC в АС станет нецелесообразно, однако успехи в миниатюризации, энергопотреблении и стоимости решений ASIC таковы, что в нише АС такого «потолка» пока не предвидится [29]. В БС такие возможности ПКР как широкополосность, перестраиваемость и возможность изменения ПО и, соответственно, апгрейда без необходимости замены аппаратного обеспечения, оказались достаточно привлекательными, несмотря на энергопотребление и стоимость.

ТАБЛИЦА 1. Аппаратные средства ПКР

Аппаратные средства	Требования по производительности и энергопотреблению для выполнения операций по передаче, приему и обработке сигналов радиосвязи в реальном времени	Практическое использование
GPP	Широкие возможности сложных вычислений, хранения данных, реконфигурации ПО, высокое энергопотребление.	БС
DSP	Специализированы для алгоритмов ЦОС, широкие возможности реконфигурации ПО для алгоритмов ЦОС, низкое энергопотребление.	АС
FPGA	Высокопроизводительные параллельные вычисления, возможность реконфигурации ПО, более высокое энергопотребление, чем у DSP.	БС
ASIC	Высокая производительность, низкое энергопотребление, отсутствует возможность реконфигурации ПО. Подходят для высокопроизводительных операций.	АС и БС

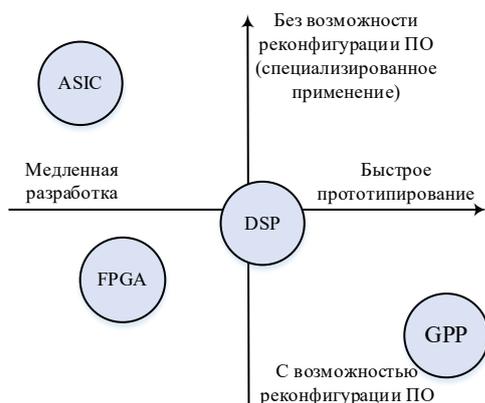


Рис. 4. Соотношение между возможностью реконфигурации ПО и временем разработки для аппаратных средств ПКР

С другой стороны, перспективы ПКР, безусловно, есть в области развития когнитивного радио, систем военной радиоразведки, радиоподавления, навигации и связи и, конечно, образования.

#### IV. Зарубежный опыт использования ПКР в образовании

Современные образовательные тенденции характеризуются широким проникновением инновационных форм обучения в высших технических учебных заведениях [30]. Применительно к области телекоммуникаций и радиосвязи анализ опыта ряда зарубежных вузов позволяет говорить о возникновении новой образовательной парадигмы, связанной с направлением ПКР [14–19].

С образовательной точки зрения направление ПКР является междисциплинарным и охватывает следующие курсы: радиоприемные/радиопередающие устройства, цифровая обработка сигналов, теория электрической связи, программирование и имитационное моделирование (см. рисунок 3).

Интегрирующая роль курса «Принципы и технологии цифровой связи на основе программно-конфигурируемого радио» заключается в развитии системного подхода в части анализа и синтеза современного приемопередатчика с возможностью программной реализации большинства функций физического уровня и заключительной апробации их работы в радиоэфире [30].

Комплексное использование программно-аппаратных средств ПКР позволяет передавать/принимать радиосигналы в/из радиоэфира; при этом можно принимать как стандартные сигналы (например, сигналы GSM на рисунке 5), так и «свои» радиосигналы. В последнем случае подход МОП позволяет оперативно реализовать в программном виде в СПО необходимый функционал специализированных радиоприемных и/или радиопередающих устройств [28].

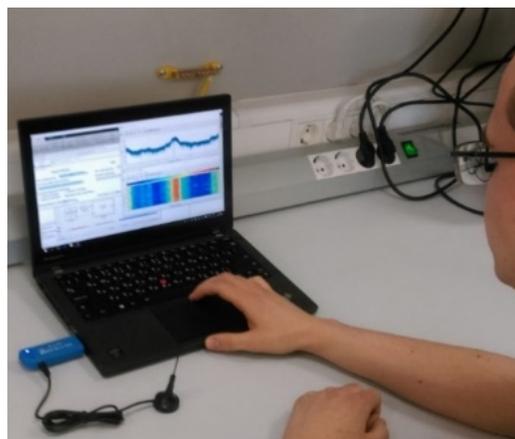


Рис. 5. Анализ спектра сигналов GSM приемником RTL-SDR в СПО MATLAB

Как показывает практика [14], студенты/инженеры могут хорошо знать и понимать предметную область радиосвязи и приемопередающих устройств, но не обладать навыками моделирования и программирования, или, наоборот, могут уметь моделировать и программировать, но не понимать предметной области радиосвязи. Интегрирующая

роль курса основам ПКР обнаружилась бы в процессе реализации конкретного приемопередатчика и проявилась бы в том, что студенты могли бы восполнить слабые стороны в одной области и усилить свои знания и навыки в другой.

За последнее десятилетие ряд зарубежных вузов внедрили свои курсы по ПКР на уровне магистратуры и бакалавриата [14–19] (таблица 2).

**ТАБЛИЦА 2. Программно-аппаратное обеспечение курсов по ПКР в зарубежных вузах**

Вуз	Категория обучающихся	Продолжительность курса (неделя)	Виды занятий	Программно-аппаратное обеспечение
The Penn. State University	бакалавры старших курсов	15	6 л.р.*, дипломный проект	NI-2920, LabVIEW
Worcester Polytechnic Institute	бакалавры старших курсов	10	5 л.р.*, курсовой проект	USRP N210, Simulink
Virginia Tech	магистры	15	10 л.р.*, курсовой проект	USRP-2, GNU Radio
University of Utah	магистры	13	4 недели экспериментов	USRP-2, MATLAB
Indiana University Fort Wayne	бакалавры младших курсов	15	10 л.р.*, дипломный проект	USRP, MATLAB, GNU Radio
United States Naval Academy	бакалавры старших курсов/магистры	15	2 л.р.*, курсовой проект	USRP, MATLAB, GNU Radio

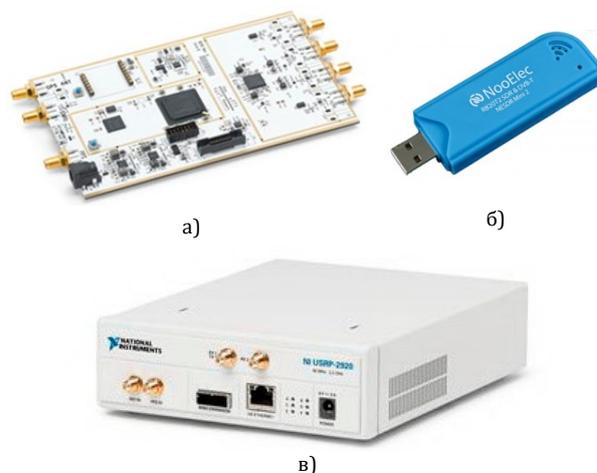
\*л.р. – лабораторная работа

Анализ организации учебного процесса показывает, что дисциплины по основам ПКР ориентированы на бакалавров старших курсов и магистров, занимают один семестр и заканчиваются курсовым или дипломным проектом [14–19]. Занятия при этом организуются в бригадах по два человека; каждая бригада «вооружена» платой ПКР и компьютером с предустановленным СПО.

Материалы лекций, методических указаний к лабораторным и практическим занятиям доступны студентам заблаговременно и размещены в открытом доступе на сайтах вузов (см. таблицу 2). Содержание и порядок лекций «синхронизированы» с практическими и лабораторными занятиями. Кульминацией занятий является апробация реализованного решения при работе приемопередатчика в радиоэфире. Реализация интегрирующего подхода оказывается возможной за счет МОП [16].

Современная тенденция проникновения ПКР в науку, производство и образование определяется появлением на рынке программных и аппаратных средств доступных решений как в части СПО, так и в части отладочных плат. Широко используемые средства СПО ПКР включают MATLAB (производитель Mathworks) [9], LabVIEW (производитель National Instruments) [10] и GNU Radio (производитель

Free & Open-Source) [11], а что касается отладочных плат, то это Ettus B210 [12], NI USRP-2932 [10] и RTL-SDR [13]; их внешний вид представлен на рисунке 6, а основные параметры – в таблице 3.



**Рис. 6. Отладочные платы ПКР: а) Ettus B210; б) RTL-SDR; в) NI USRP-2932**

**ТАБЛИЦА 3. Параметры отладочные платы ПКР**

Параметры	Ettus B210	NI USRP-2932	RTL-SDR
Интерфейс с ПК	USB 3.0	GBE	USB 2.0
Физические каналы	2 TX, 2 RX	1 TX, 1 RX	1 RX
Частотный диапазон, МГц	70–6000	400–4400	25–1750
Ширины полосы канала, МГц	56	20	2.8
АЦП, бит	12	16	8
Примерная стоимость, \$	1200	4600	20

Отличительной особенностью СПО MATLAB, LabVIEW и GNU Radio является наличие драйверов для связи с аппаратными средствами ПКР.

Анализ зарубежного опыта использования МОП систем радиосвязи на основе ПКР в учебном процессе как интегрирующего курса по разнородным дисциплинам позволяет сделать вывод об актуальности и востребованности данного направления с учебно-методической точки зрения. Особенно примечательным является появление на рынке радиоприемника ПКР RTL-SDR стоимостью \$20 [13], а также выход монографии [19] по его использованию в учебном процессе.

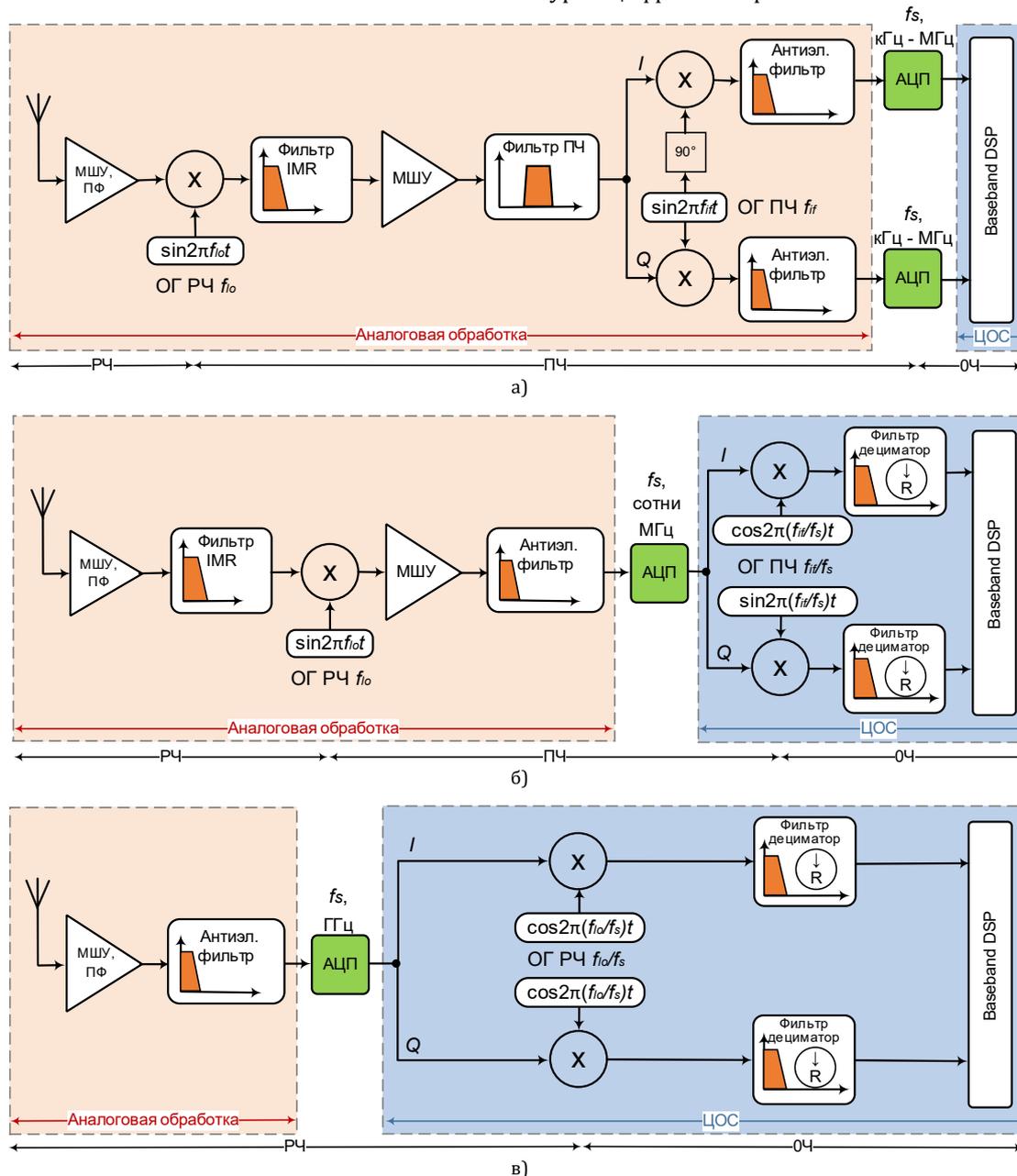
Наличие в СПбГУТ программных и аппаратных средств, полученных за последние годы компетенций в данном направлении [20–30], а также практика факультативных занятий говорят о целесообразности оформления данного задела в курс «Принципы и технологии цифровой связи на основе программно-конфигурируемого радио» как совокупность учебно-методической документации, а также средств обучения и контроля образовательного процесса.

**V. Эволюция радиостанций ПКР**

Тенденции в области ПКР удобно проследить по эволюции приемных радиостанций (рисунок 7).

Первое поколение цифровых радиоприемников появилось в середине 1990-х годов. Как показано на рисунке 7а, аналоговая часть приемника осуществляет понижающее преобразование с РЧ на ПЧ с помощью первого ОГ радиочастоты и затем, с по-

мощью второго ОГ промежуточной частоты, переносит принятый сигнал в область ОЧ. Дискретизация и квантование сигнала осуществляется АЦП в области информационной частоты на скорости в десятки–сотни кГц, после чего для обработки цифрового сигнала используется DSP. Приемный тракт АС систем мобильной связи 2G GSM, выпускавшихся в середине 1990-х годов, строился по архитектуре с цифровой обработкой ОЧ.



**Рис. 7. Пример эволюции радиоприемника SDR с цифровой обработкой на частоте: а) нулевой (BB, от англ. Baseband); б) промежуточной (IF); в) радиочастоте (RF)**

Второе поколение цифровых радиоприемников появилось в начале 2000-х годов. Как показано на рисунке 7б, аналоговая часть приемника осуществляет понижающее преобразование с РЧ на ПЧ с помощью ОГ радиочастоты. Дискретизация и квантование сигнала осуществляется АЦП в области промежуточной частоты на скорости в десятки–сотни

МГц. Первым этапом цифровой обработки является цифровое понижающее преобразование (DDC, от англ. Direct Digital Downconversion) с промежуточной до нулевой частоты с помощью фильтрации-децимации. Последующая ЦОС осуществляется цифровым процессором обработки сигналов на ОЧ.

Третье поколение цифровых радиоприемников является современной тенденцией. Как показано на рисунке 7в, аналоговая часть приемника осуществляет МШУ и предварительную полосовую фильтрацию сигнала. Дискретизация и квантование сигнала осуществляется АЦП в области радиочастоты на скорости в единицы ГГц. ЦОС начинается с понижающего преобразования DDC с РЧ до 0Ч с помощью фильтрации-децимации. Последующая ЦОС осуществляется цифровым процессором обработки сигналов на 0Ч.

## VI. Анализ структуры радиоприемника RTL-SDR

Радиоприемник RTL-SDR (рисунок 8), взятый за основу курса в [19], построен по архитектуре с программной обработкой на ПЧ, представленной на рисунке 7б, и включает два этапа преобразования частоты: аналоговое понижающее преобразование с РЧ на ПЧ и понижающее преобразование с ПЧ до 0Ч с помощью фильтрации-децимации.

Выходными данными радиоприемника RTL-SDR являются синфазная ( $I$ ) и квадратурная ( $Q$ ) составляющие принимаемого сигнала, показанные на входе блока Baseband DSP в схеме, представленной на рисунке 7б. Комплексный  $IQ$ -сигнал с выхода RTL-SDR поступает в MATLAB/Simulink посредством драйвера UHD (от *англ.* USRP Hardware Driver), где может быть реализована цифровая обработка принятого сигнала на 0Ч. Комплексные выборки  $IQ$  на выходе RTL-SDR представлены в формате 8-разрядных чисел с фиксированной запятой.

Радиоприемник RTL-SDR появился на рынке как ТВ-тюнер DVB-T и изначально не предполагался для использования в качестве приемника ПКР. Такая возможность обнаружилась в сообществе радиолюбителей: при переводе RTL-SDR из режима демодуляции/декодирования сигнала DVB-T в тестовый режим прибор принимал в диапазоне от 25 МГц до 1,75 ГГц и выдавал комплексные выборки  $IQ$  с частотой дискретизации до 2,8 МГц. При переводе демодулятора RTL2832U в штатный режим выборки  $IQ$  поступают на COFDM демодулятор DVB-T, а с выхода устройства USB снимается видеопоток MPEG2-TS [17].

В основе радиоприемника RTL-SDR лежат две микросхемы: тюнер Rafael Micro R820T и демодулятор DVB-T COFDM Realtek RTL2832U. В сообществе радиолюбителей было обнаружено, что при переводе демодулятора в тестовый режим устройство RTL-SDR перестает демодулировать/декодировать сигнал DVB-T и выдает комплексные выборки  $IQ$  на 0Ч. После этого за RTL ТВ-тюнером DVB-T закрепилось название RTL-SDR, что отражало возможности устройства принимать комплексные выборки  $IQ$  и осуществлять их программную обработку, например, в MATLAB/Simulink.

В схеме радиоприемника ПКР RTL-SDR на рисунке 8 [19] используются следующие обозначения:

- $f_c$  – центральная РЧ принимаемого сигнала;
- $f_{lo}$  – частота ОГ тюнера;
- $f_{adc} = 28,8$  МГц – частота дискретизации АЦП;
- $f_{adc}/2 = 14,4$  МГц – частота среза ФНЧ на входе АЦП;
- $f_{if}$  – ПЧ тюнера;
- $f_s$  – частота выборок  $IQ$  (до 2,8 МГц);
- $K$  – коэффициент усиления МШУ;
- $N$  – индекс выборки;
- $f_s$  – частота дискретизации сигнала в области 0Ч.

Параметры  $f_c$ ,  $K$  и  $f_s$  настраиваются через интерфейс в MATLAB/Simulink посредством драйвера. Принимаемый сигнал на РЧ после МШУ и IMR-фильтра переносится на ПЧ с помощью ОГ, управляемого контролером демодулятора RTL2832U по интерфейсу I2C (Inter-Integrated Circuit). После адаптации амплитуды входного сигнала по динамическому диапазону на этапе АРУ сигнал с ПЧ переносится в диапазон 0Ч: сначала сигнал поступает на антиэлайзинговый фильтр, затем осуществляется дискретизация и квантование сигнала АЦП в области ПЧ, после чего выполняется цифровое понижающее преобразование DDC с ПЧ до 0Ч с помощью генератора с цифровым управлением (NCO, от *англ.* Numerically Controlled Oscillator), блока передискретизации и синхронизации, а также блока фильтрации-децимации.

Антиэлайзинговый фильтр – это ФНЧ, применяемый на входе АЦП для повышения качества оцифровки сигнала; частота его среза является перебираемой и равна половине  $f_{adc}$ . Подавление частот сигнала выше половины частоты дискретизации АЦП исключает эффект наложения на сигнал зеркальных частот преобразования, или, как это называют в литературе по ЦОС, исключает эффект наложения спектров.

Радиоприемник RTL-SDR с тюнером Rafael Micro R820T и демодулятором Realtek RTL2832U функционирует следующим образом. Тюнер использует низкую ПЧ 3,75 МГц и осуществляет понижающее преобразование с РЧ сигнала с шириной полосы  $\approx 6$  МГц на ПЧ 3,75 МГц. Далее принятый сигнал на этой ПЧ поступает на антиэлайзинговый фильтр демодулятора, а затем на АЦП с  $f_{adc} = 28,8$  МГц. После дискретизации и квантования на АЦП выполняется цифровое понижающее преобразование с ПЧ до 0Ч с помощью NCO с частотой  $f_{if}/f_{adc}$ .

Затем производится понижение частоты дискретизации, в результате чего на выходе блока фильтрации-децимации выборки следуют с частотой дискретизации не более  $f_s = 2,8$  МГц. В результате комплексные выборки  $IQ$  (8-разрядные числа с фиксированной запятой) сигнала с шириной полосы до 2,8 МГц с USB-разъема поступают в MATLAB/Simulink.

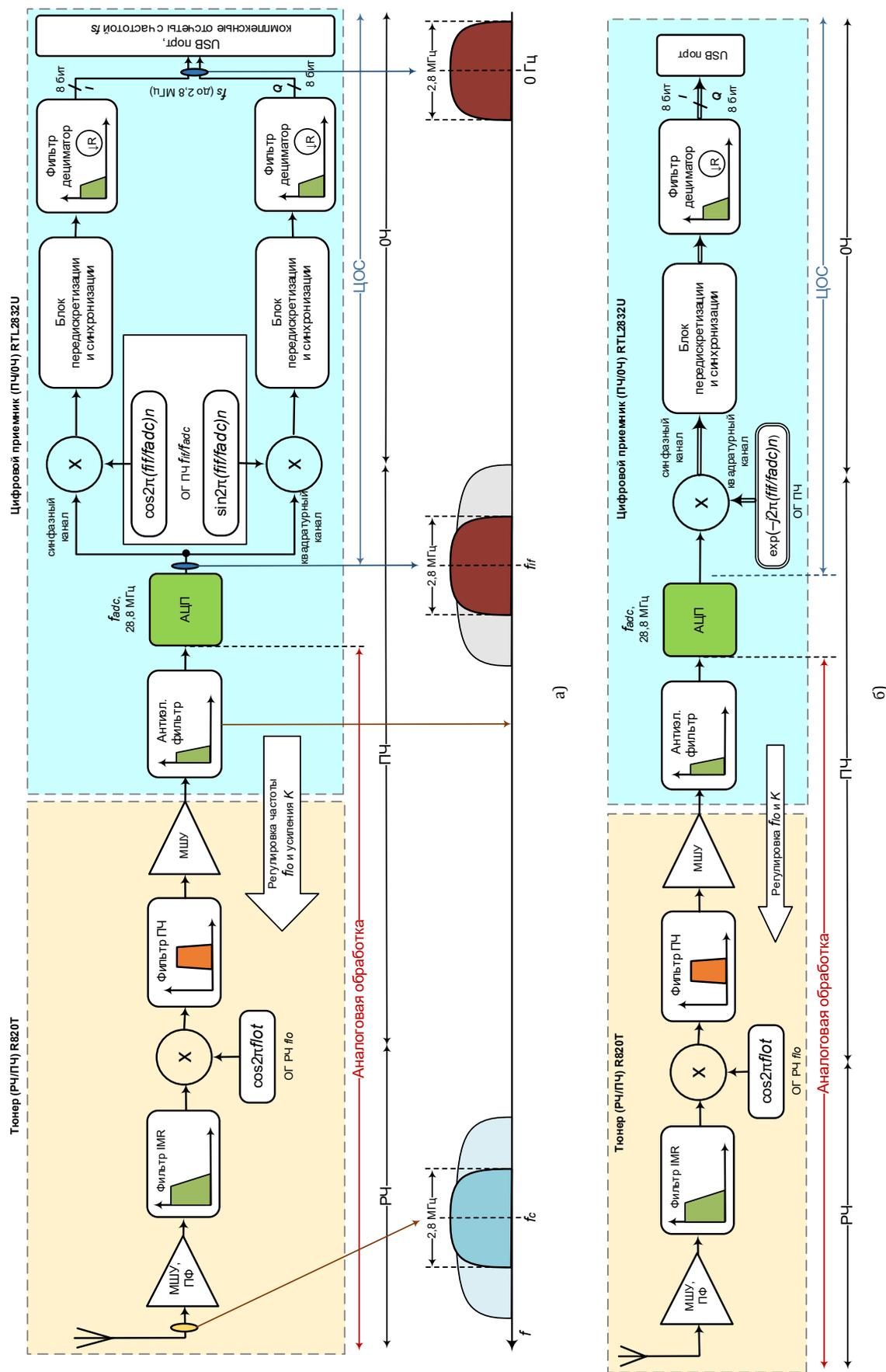


Рис. 8. Структурная схема радиоприемника ПКР RTL-SDR в вещественном (а) и комплексном (б) представлении

Рассмотрим процедуру приема вещательной радиостанции на частоте 100,5 МГц. Для этого следует установить  $f_c = 100,5$  МГц и требуемое тюнером усиление  $K$ . Далее принятый сигнал переносится с РЧ на ПЧ. Затем демодулятором осуществляется аналогово-цифровое преобразование сигнала на ПЧ с частотой  $f_{adc} = 28,8$  МГц. После дискретизации и квантования осуществляется понижающее преобразование с ПЧ до 0Ч генератором NCO, работающим на частоте  $f_{if}/f_{adc}$ .

Частота дискретизации  $f_s$  комплексных выборок  $IQ$  на USB-выходе устройства может устанавливаться в пределах до 2,8 МГц. Так, если  $f_s = 2,4$  МГц, то демодулятор будет настроен на работу с коэффициентом децимации равным 12 ( $28,8/12 = 2,4$  МГц), что означает передачу в MATLAB/Simulink одной из 12-ти выборок; ширина полосы сигнала (канала), принимаемого в MATLAB/Simulink, окажется равной  $f_s$ , а сам комплексный сигнал на 0Ч будет определен в полосе  $(-f_s/2; f_s/2)$  или  $(-1,2$  МГц;  $1,2$  МГц). Ширина полосы канала 2,4 МГц означает возможность обзора порядка 12 FM-радиостанций шириной 200 кГц ( $12 \times 200 = 2,4$ ), поэтому для демодуляции конкретной вещательной радиостанции в MATLAB/Simulink предварительно потребуется осуществить цифровую фильтрацию канала с шириной 200 кГц на центральной РЧ 100,5 МГц.

Из рисунка 8 следует, что параметр центральной частоты  $f_c$  не равен частоте  $f_{io}$  ОГ тюнера. Параметр  $f_{io}$  определяется как  $f_{io} = f_c - f_{if}$ . Это объясняется тем, что радиоприемник работает по схеме с однократным преобразованием частоты, и сначала осуществляется понижающее преобразование с РЧ на ПЧ:  $f_{if} = 3,57$  МГц. Например, для приема сигнала на несущей РЧ  $f_c = 400$  МГц частота  $f_{io}$  ОГ тюнера устанавливается равной  $f_{io} = f_c - f_{if} = 400 - 3,57 = 396,43$  МГц. В смесителе в результате умножения принятого сигнала на  $f_c$  с сигналом ОГ на  $f_{io}$  получаем следующее выражение:

$$\begin{aligned} & [\cos 2\pi(400e6)t] \cdot [\cos 2\pi(396,43e6)t] = \\ & = \frac{1}{2} [\cos 2\pi(3,57e6)t + \cos 2\pi(796,43e6)t]. \end{aligned}$$

Компонента на частоте 796,43 МГц ослабляется фильтром ПЧ тюнера, а на вход демодулятора поступает компонента на ПЧ 3,57 МГц. При установке центральной частоты для приема сигнала на РЧ  $f_c = 400$  МГц в MATLAB/Simulink мы устанавливаем это же значение, а значение частоты  $f_{io}$  ОГ тюнера составляет 396,43 МГц и устанавливается автоматически [19].

На рисунке 9 представлены основные микросхемы приемника RTL-SDR (производства NooElec) [13]: разъем MCX (от англ. Micro Coaxial) для подключения антенны; тюнер для настройки на центральную РЧ и последующего аналогового понижающего преобразования с РЧ на ПЧ; демодулятор

для оцифровки, последующего цифрового понижающего преобразования с ПЧ на 0Ч и понижения частоты дискретизации; кварцевый генератор 28,8 МГц тактовых или синхроимпульсов для микросхем R820T и RTL2832U; USB 2.0 интерфейс для передачи выборок  $IQ$  на компьютер в MATLAB/Simulink; электрически стираемое программируемое постоянное запоминающее устройство (ЭСППЗУ или EEPROM, от англ. Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory) для хранения конфигурации.



Рис. 9. Основные микросхемы приемника RTL-SDR (NooElec)

Анализ структуры радиоприемника RTL-SDR позволяет сделать вывод о том, что относительно доступное на рынке радиоприемное устройство, адаптированное под учебные задачи с поддержкой СПО позволяет организовать лабораторию и оборудовать рабочие места.

## VII. Анализ особенностей реализации приемопередатчика ПКР в СПО

### Пример реализации в СПО LabVIEW

Одной из самых распространенных отладочных плат, используемых в учебном процессе зарубежных вузов, является плата USRP N210 или NI USRP-2920/2932 [18]. Плата строится по модульному принципу и, в зависимости от аппаратных плат расширения обработки ВЧ/ПЧ-сигнала, может работать в разных диапазонах от 50 Гц до 6 ГГц; обработка сигнала 0Ч осуществляется на ПЛИС под управлением драйвера UHD. Плата соединяется с ПК по интерфейсу Ethernet и может работать с СПО MATLAB/Simulink, LabVIEW и GNU Radio (рисунком 10, где: ФАПЧ – это фазовая автоподстройка частоты; ГУН – это генератор, управляемый напряжением; DUC – это повышающий преобразователь частоты (от англ. Digital Up Converter).

Рассмотрим пример реализации приемопередатчика сигналов с фазовой манипуляцией на плате NI USRP-2932 [10]. Программно-аппаратное обеспечение практического занятия включает рабочий стенд из двух плат ПКР, подключенных к ПК посредством GBE-интерфейса. Одна плата используется в качестве передатчика, другая – в качестве приемника. Передача, прием и цифровая обработка осуществляется в ПК под управлением LabVIEW.

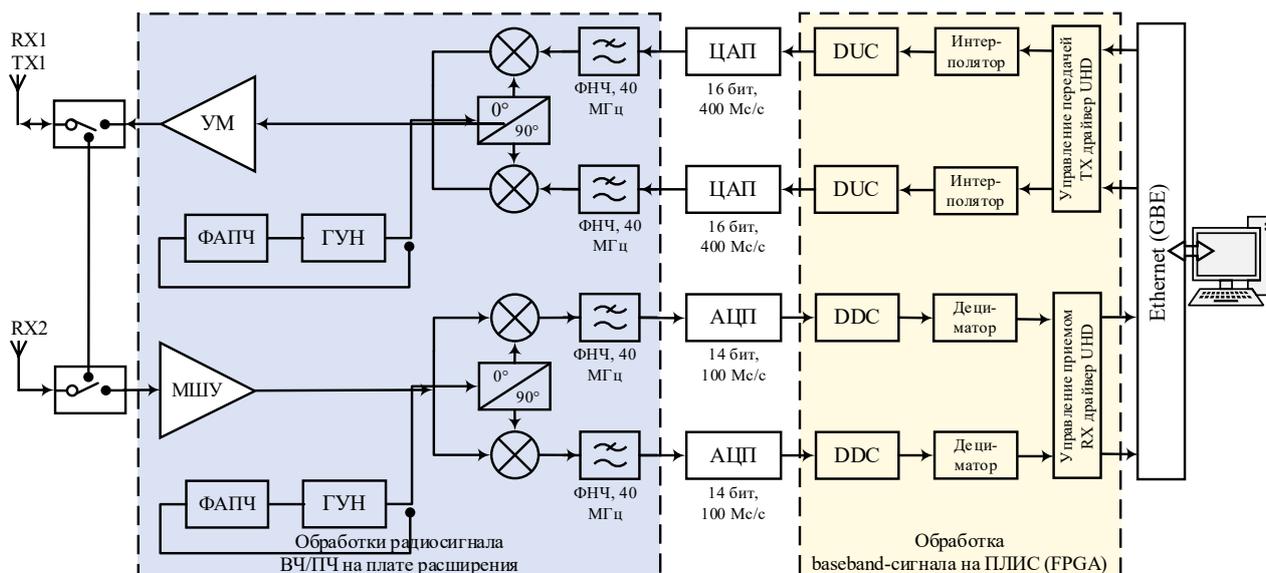


Рис. 10. Структурная схема отладочной платы ПКР NI USRP-2920

Организация стенда допускает удаленную сетевую настройку плат. Опуская сетевые настройки удаленного доступа, рассмотрим непосредственные настройки параметров радиотракта передатчика и приемника сигналов с фазовой манипуляцией на демонстрационном примере в СПО LabVIEW.

Настройка передатчика и приемника NI USRP-2932 включает установку следующих параметров (рисунок 11):

- IP-адрес USRP устройства;
- количество выборок в секунду для IQ-компонент (максимальное значение – 50 Мвыборок/с для 8 бит на выборку);
- значение центральной радиочастоты;
- диапазон настройки центральной радиочастоты (составляет 400 МГц–4,4 ГГц);
- усиление в тракте (диапазон составляет 0–31 дБ с шагом 1 дБ);
- выбор антенны (NI-USRP 2932 имеет два разъема подключения антенн: для передачи можно использовать только разъем TX1, для приема можно использовать разъемы RX1 и RX2);
- тип модуляции (выбирается из доступных в меню и на приемной стороне должен совпадать с типом модуляции в передатчике);
- параметры формирующего фильтра передатчика и параметры согласованного фильтра приемника (тип, коэффициент сглаживания и длина на приемной стороне должны совпадать с параметрами фильтра в передатчике).

Испытания приемопередатчика начинаются после настройки указанных выше параметров, для чего необходимо запустить оба проекта, используя кнопку запуска на панелях управления (см. рисунок 11). Результатом испытаний является отображение сигнального созвездия принимаемого сигнала ФМ-8 (рисунок 12).

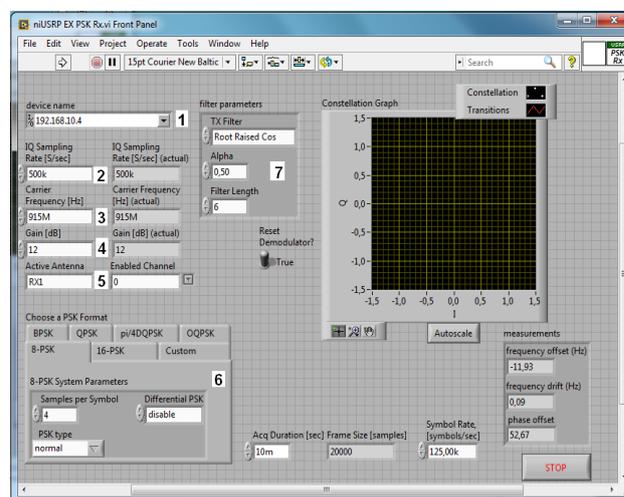


Рис. 11. Окно настройки параметров приемника NI USRP-2932 в LabVIEW

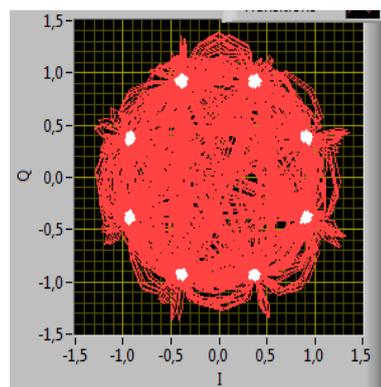


Рис. 12. Корректный прием сигнала ФМ-8

*Пример реализации в СПО GNU Radio*

Для программной реализации приемопередатчика в GNU Radio [11] используется графическая среда GNU Radio Companion (GRC), которая включает библиотеку блоков передачи, приема и обра-

ботки сигналов, объединяя которые, можно построить достаточно сложную SDR-систему радиосвязи. Интерфейсом между программной моделью GRC и платой USRP B210 является драйвер UHD.

Программная реализация преемопередатчика включает разработку GRC-схемы приемника и передатчика и подробно изложена в [20–23]. Приведем схемы передатчика и приемника, реализованные типовыми блоками из библиотеки GNU Radio. Схема передатчика, использующего сигналы ОФМ-2 (рисунок 13), работает на передачу в радиоэфир через блок UHD USRP Sink. В состав схемы передатчика входит генератор битов «Vector Source», скремблер «Scrambler» и модулятор «Constellation Modulator», а также другие блоки преобразований и визуализации.

Схема приемника, использующего сигналы ОФМ-2 (рисунок 14), работает на прием из радиоэфира через блок UHD USRP Source. В состав схемы приемника входит автоматическая регулировка усиления «AGC», символьная синхронизация «Polyphase Clock Sync» и демодулятор с частотной синхронизацией «Constellation Receiver», дифференциальный декодер «Differential Decoder», дескремблер «Descrambler» и другие блоки преобразований и визуализации.

Сигнальное созвездие ОФМ-2 отображается в окне графического приложения GNU Radio на компьютере с ОС Linux, подключенном к приемнику (рисунок 15).

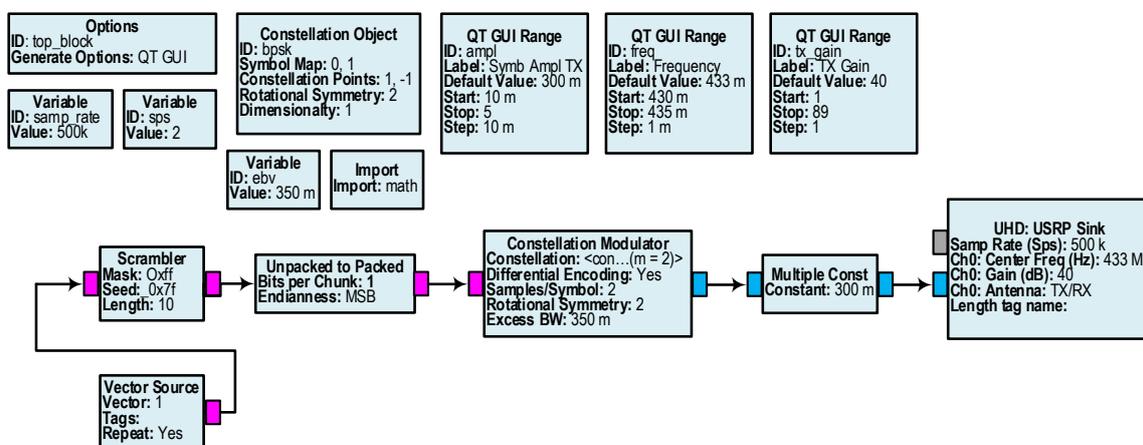


Рис. 13. GRC-схема передатчика, использующего сигналы ОФМ-2

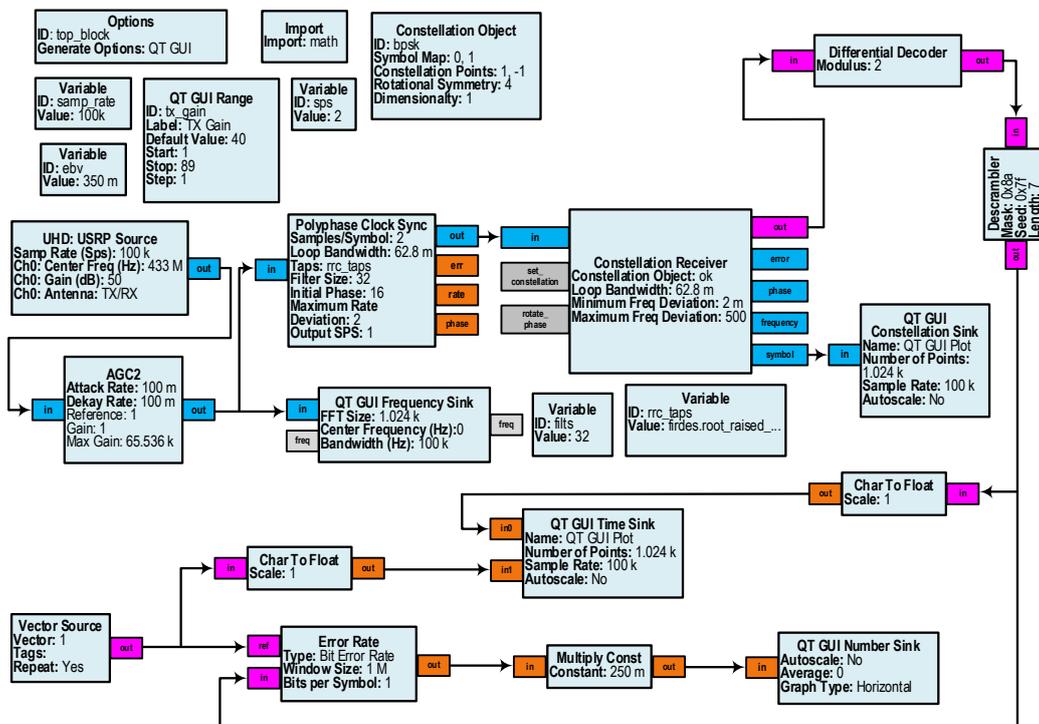


Рис. 14. GRC-схема приемника, использующего сигналы ОФМ-2

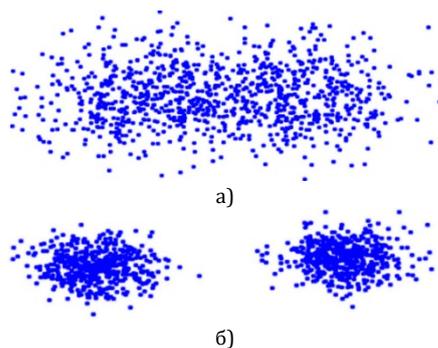


Рис. 15. Сигнальное созвездие ОФМ-2:  
а)  $E_b/N_0 = 1$  дБ; б)  $E_b/N_0 = 10$  дБ

Анализ представленных сигнальных созвездий позволяет сделать вывод о том, что с увеличением параметра  $E_b/N_0$  фазовый портрет становится различимым. Регулировать мощность шума в радиоканале можно посредством эмулятора испытательного стенда Keysight [32].

Пример реализации в СПО MATLAB/Simulink

Основные блоки цифровой обработки сигналов приемника и передатчика ФМ-4 реализованы программно в среде MATLAB/Simulink [9] и представлены на рисунках 16, 17.

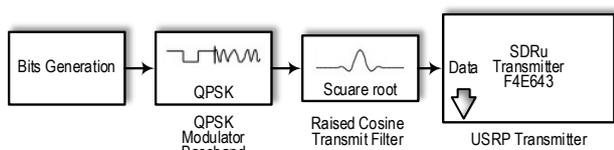


Рис. 16. MATLAB/Simulink-схема ФМ-4 передатчика

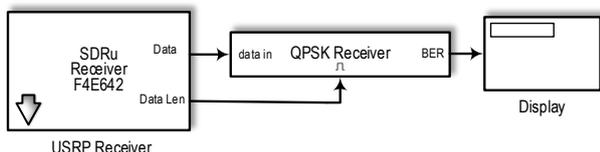


Рис. 17. MATLAB/Simulink-схема ФМ-4 приемника

Для формирования радиочастотного сигнала и его излучения в эфир используется аппаратная платформа USRP B210 [12]. Цифровой сигнал в полосе модулирующих частот, сформированный в среде MATLAB, по интерфейсу USB передается на плату B210, где преобразуется в аналоговую форму и переносится на несущую частоту. На приемной стороне осуществляется обратное преобразование сигнала в цифровую форму и его передача для обработки в среде MATLAB. Установка основных параметров радиосигнала передатчика и приемника (несущая частота, усиление) осуществляется с помощью интерфейсных блоков MATLAB USRP Transmitter и USRP Receiver соответственно.

Анализ приведенных примеров реализации приемопередатчиков в СПО MATLAB/Simulink, LabVIEW и GNU Radio позволяет говорить о том, что в СПО есть удобный интерфейс пользователя с графической средой имитационного моделирования, позволяющей при помощи блок-диаграмм в виде направленных графов строить системы связи. Интерфейс предоставляет разработчикам ПКР «строительные блоки», обеспечивающие основные функции ЦОС. Все это вместе обеспечивает широкие возможности МОП. Для оценки показателей функционирования приемопередатчиков ПКР, реализованных в СПО, воспользуемся возможностями специального испытательного стенда Keysight.

**VIII. Испытательный стенд Keysight лаборатории ПКР**

Структурная схема и внешний вид испытательного стенда Keysight лаборатории программно-конфигурируемого радио СПбГУТ представлены на рисунках 18, 19. Поясним работу стенда на примере реализации и апробации работы приемопередатчика ПКР, реализованного в СПО MATLAB/Simulink.



Рис. 18. Структурная схема стенда Keysight СПбГУТ

Сигнал с выхода платы B210 передается на вход анализатора спектра EXA, который осуществляет перенос сигнала в полосу модулирующих частот и его преобразование в цифровую форму [20–23]. Оцифрованный сигнал передается по LVDS-интерфейсу в эмулятор радиоканала PXB [31] для внесения канальных эффектов. Сигнал на выходе эмулятора канала по LVDS-интерфейсу передается на векторный генератор MXG, где преобразуется в аналоговую форму и переносится на несущую частоту. Сформированный сигнал на выходе генератора поступает на плату B210 для последующей об-

работки в приемнике. Эмулятор PXB [31] в реальном времени моделирует в цифровом виде широкий спектр физических явлений при распространении радиоволн. Для моделирования на несущей частоте сигнал передатчика MATLAB/Simulink переносится на ОЧ, оцифровывается анализатором спектра EXA, поступает в цифровом виде в эмулятор радиоканала, где затем преобразуется в аналоговую форму и переносится на несущую частоту векторным генератором MXG, и поступает в приемник MATLAB/Simulink.



Рис. 19. Стенд Keysight СПБУТ

В результате испытаний передатчика и приемника ФМ-4, синтезированного средствами ПКР в среде MATLAB/Simulink, была проведена оценка вероятности битовой ошибки (BER, от англ. Bit Error Rate) в зависимости от  $E_b/N_0$ . На рисунке 20 представлены зависимости BER от  $E_b/N_0$  для модуляции QPSK, полученные аналитически, в результате моделирования и в результате измерений на испытательном стенде.

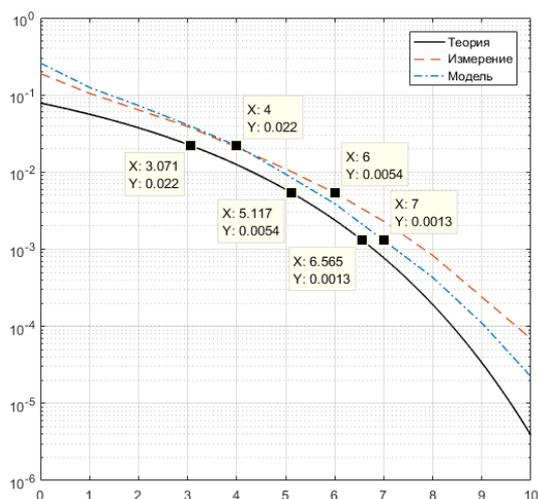


Рис. 20. Зависимость вероятности битовой ошибки от  $E_b/N_0$

Из анализа рисунка 20 следует, что полученная зависимость BER отличается от теоретической не более чем на 1дБ, что подтверждает корректность эксперимента с полунатурным моделированием.

## IX. Заключение

В настоящей работе были рассмотрены современные тенденции в области программно-конфигурируемого радио, а также выполнен обзор особенностей использования ПКР в области телекоммуникаций и радиосвязи при изучении принципов и технологий цифровой связи. Результаты анализа показывают возможность реализации инновационной образовательной технологии средствами и инструментами сквозного проектирования систем цифровой радиосвязи.

Практическая ориентированность курса заключается в возможности мгновенной апробации работы реализованного устройства в радиозфере при работе на прием или передачу непосредственно в лаборатории. Задачами нового курса является получение навыков программной реализации алгоритмов и методик передачи, приема и обработки сигналов в современных и перспективных системах цифровой радиосвязи, а также овладение способностями оценки показателей функционирования реализованных алгоритмов и методик средствами натурального эксперимента и имитационного моделирования.

Приобретенные студентами знания и навыки необходимы для научно-исследовательской и опытно-конструкторской деятельности в области анализа и синтеза современных и перспективных систем цифровой радиосвязи на предприятиях реального сектора экономики.

## БЛАГОДАРНОСТИ

Исследование подготовлено при поддержке благотворительного Фонда В. Потанина.



## Список используемых источников

1. Mitola J. The software radio architecture // IEEE Communications Magazine. 1995. Vol. 33. Iss. 5. PP. 26–38. DOI:10.1109/35.393001
2. Belisle C., Kovarik V., Pucker L., Turner M. The software communications architecture: two decades of software radio technology innovation // IEEE Communications Magazine. 2015. Vol. 53. Iss. 9. PP. 31–37. DOI:10.1109/MCOM.2015.7263343
3. Moy C., Palicot J. Software radio: a catalyst for wireless innovation // IEEE Communications Magazine. 2015. Vol. 53. Iss. 9. PP. 24–30. DOI:10.1109/MCOM.2015.7263342
4. Wireless Innovation Forum. URL: <https://www.wirelessinnovation.org> (дата обращения 04.03.2019)
5. Base Station System Structure. Document No. SDRF-01-P-0006-V2.0.0 // SDRF Forum. URL: [https://www.wirelessinnovation.org/assets/work\\_products/Reports/sdrf-01-p-0006-v2\\_0\\_0\\_basestation\\_systems.pdf](https://www.wirelessinnovation.org/assets/work_products/Reports/sdrf-01-p-0006-v2_0_0_basestation_systems.pdf) (дата обращения 04.03.2019)
6. Галкин В.А. Основы программно-конфигурируемого радио. Москва: Горячая линия-Телеком, 2013. 372 с.
7. Деменков Н.П. Модельно-ориентированное проектирование систем управления // Кафедра «Технологии программирования» Университета ИТМО [электронный ресурс]. URL: [http://is.ifmo.ru/miscellaneous/\\_matlab\\_simulink.pdf](http://is.ifmo.ru/miscellaneous/_matlab_simulink.pdf) (дата обращения: 04.03.2019)
8. Ефремов А.А., Сорокин С.С., Зенков С.М. Модельно-ориентированное проектирование – международный стандарт инженерных разработок // MATLAB. Exponenta. URL: <http://matlab.ru/upload/resources/EDU%20Conf/pp%2040-43%20Sorokin.pdf> (дата обращения: 04.03.2019)
9. MathWorks. URL: <https://www.mathworks.com> (дата обращения 04.03.2019)
10. National Instruments. URL: <http://www.ni.com/ru-ru.html> (дата обращения 04.03.2019)
11. GNU Radio. The Free & Open Soft Radio Ecosystem. URL: <https://www.gnuradio.org> (дата обращения 04.03.2019)
12. Ettus Research. URL: <https://www.ettus.com> (дата обращения 04.03.2019)
13. NooElec. URL: <https://www.nooelec.com/store/sdr.html> (дата обращения 04.03.2019)
14. Bilén S.G., Wyglinski A.M., Anderson C., Cooklev T., Dietrich C.B., Farhang-Boroujeny B., et al. Software-Defined Radio: A New Paradigm for Integrated Curriculum Delivery // IEEE Communications Magazine. 2014. Vol. 52. Iss. 5. PP. 184–193. DOI:10.1109/MCOM.2014.6815911
15. El-Hajjar M., Nguyen Q.A., Maunder R.G., Ng S.X. Demonstrating the Practical Challenges of Wireless Communications Using USRP // IEEE Communications Magazine. 2014. Vol. 52. Iss. 5. PP. 184–193. DOI:10.1109/MCOM.2014.6815911
16. Petrova M., Achtzehn A., Mähönen P. System-oriented communications engineering curriculum: teaching design concepts with SDR platforms // IEEE Communications Magazine. 2014. Vol. 52. Iss. 5. PP. 202–209. DOI:10.1109/MCOM.2014.6815913
17. Stewart R.W., Crockett L., Atkinson D., Barlee K., Crawford D., Chalmers I., et al. A low-cost desktop software defined radio design environment using MATLAB, simulink, and the RTL-SDR // IEEE Communications Magazine. 2015. Vol. 53. Iss. 9. PP. 64–71. DOI:10.1109/MCOM.2015.7263347
18. Wyglinski A.M., Orofino D.P., Ettus M.N., Rondeau T.W. Revolutionizing software defined radio: case studies in hardware, software, and education // IEEE Communications Magazine. 2016. Vol. 54. Iss. 1. PP. 68–75. DOI:10.1109/MCOM.2016.7378428
19. Stewart R.W., Barlee K.W., Atkinson D.S.W., Crockett L.H. Software Defined Radio using MATLAB & Simulink and the RTL-SDR. Glasgow: Strathclyde Academic Media, 2015.
20. Fokin G., Volgushev D., Kireev A., Bulanov D., Lavrukhin V. Designing the MIMO SDR-based LPD transceiver for long-range robot control applications // Proceedings of the 6th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT, St. Petersburg, Russian Federation, 6–8 October 2014). Piscataway, NJ: IEEE, 2014. PP. 456–461. DOI:10.1109/ICUMT.2014.7002144
21. Фокин Г.А., Лаврухин В.А., Волгушев Д.А., Киреев А.В. Модельно-ориентированное проектирование на основе SDR // Системы управления и информационные технологии. 2015. Т. 60. № 2. С. 94–99.
22. Волгушев Д.Б., Киреев А.В., Фокин Г.А. Модельно-ориентированный синтез систем радиосвязи на основе программно-конфигурируемого радио // IV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (Санкт-Петербург, Российская Федерация, 3–4 марта 2015): сборник научных статей в 2 томах. СПб: СПбГУТ, 2015. Т. 1. С. 50–53.
23. Фокин Г.А., Буланов Д.В., Волгушев Д.Б. Модельно-ориентированное проектирование систем радиосвязи на основе ПКР // Вестник связи. 2015. № 6. С. 26–30.
24. Mashkov G., Borisov E., Fokin G. Experimental validation of multipoint joint processing of range measurements via software-defined radio testbed // Proceedings of the 18th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT, PyeongChang South Korea, 31 January–3 February 2016). Piscataway, NJ: IEEE, 2016. PP. 268–273. DOI:10.1109/ICACT.2016.7423356
25. Mashkov G., Borisov E., Fokin G. Positioning accuracy experimental evaluation in SDR-based MLAT with joint processing of range measurements // Proceedings of the International Conference on Radar, Antenna, Microwave, Electronics, and Telecommunications (ICRAMET, Jakarta, Indonesia, 3–5 October 2016). Piscataway, NJ: IEEE, 2016. PP. 7–12. DOI:10.1109/ICRAMET.2016.7849572
26. Борисов Е.Г., Машков Г.М., Фокин Г.А. Экспериментальный стенд оценки точности позиционирования источников радиоизлучения на основе программно-конфигурируемого радио // V международная научно-техническая и научно-методическая конференция Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (Санкт-Петербург, Российская Федерация, 10–11 марта 2016): сборник научных статей в 3 томах. СПб: СПбГУТ, 2016. Т. 1. С. 120–125.
27. Фокин Г.А., Лаврухин В.А., Волгушев Д.А., Киреев А.В. Практическая реализация приемопередатчика ОФМ-2 на SDR платформе Ettus B210 в среде GNU Radio // Информационные технологии моделирования и управления. 2016. Т. 99. № 3. С. 178–187.
28. Воробьев О.В., Фокин Г.А. Проект учебно-методического комплекса «Модельно-ориентированное проектирование систем радиосвязи на основе программно-конфигурируемого радио» // V Международная научно-техническая и научно-методическая конференция Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (Санкт-Петербург, Российская Федерация, 10–11 марта 2016): сборник научных статей в 3 томах. СПб: СПбГУТ, 2016. Т. 2. С. 280–284.

29. Фокин Г.А. Современные тенденции в области программно-конфигурируемого радио // VI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (Санкт-Петербург, 1–2 марта 2017): сборник научных статей в 4 томах. СПб: СПбГУТ, 2017. Т. 1. С. 271–276.

30. Фокин Г.А. О разработке и внедрении электронных практических занятий. VI Международная научно-техническая и научно-методическая конференция Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании (Санкт-Петербург, 1–2 марта 2017): сборник научных статей в 4 томах. СПб: СПбГУТ, 2017. Т. 4. С. 319–323.

31. N5106A PXB Baseband Generator and Channel Emulator // Keysight Technologies. URL: <https://www.keysight.com/en/pdx-x201744-pn-N5106A/pxb-baseband-generator-and-channel-emulator?cc=RU&lc=rus> (дата обращения: 04.03.2019)

\* \* \*

# PRINCIPLES AND TECHNOLOGIES OF DIGITAL COMMUNICATION BASED ON SOFTWARE DEFINED RADIO: A REVIEW OF MODERN TRENDS IN THE FIELD OF CREATING A CURRICULUM

G. Fokin<sup>1</sup>

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

## Article info

Article in Russian

**For citation:** Fokin G. Principles and Technologies of Digital Communication Based on Software Defined Radio: A Review of Modern Trends in the Field of Creating a Curriculum. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(1):78–94. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-1-78-94>

**Abstract:** *Current trends in software-defined radio (SDR) penetration into science, production and education is determined by the appearance on the market of affordable and multifunctional software and hardware solutions. Analysis of the experience of a number of foreign universities suggests a new educational paradigm in the field of telecommunications and radio communications related to the direction of the SDR. From an educational point of view, the field of the SDR is interdisciplinary and covers the following courses: radio receiving and radio transmitting devices, digital signal processing, theory of electrical communication, programming and simulation modeling. The integrating role of the SDR course is to develop a system approach for analyzing and synthesizing a modern transceiver with the ability to programmatically implement most of the functions of the physical layer and with final approbation of its work in real field conditions. The purpose of this work is to review current trends in the creation of a curriculum for training specialists in the course “Principles and Technologies of Digital Communication Based on Software Defined Radio”. Thus the work analyzes architecture and evolution of the SDR radio station, current trends and foreign experience in the use of SDR in education, the hardware structure of the radio receiver RTL-SDR, features of the implementation of the SDR transceiver in open source software. To assess the performance indicators of the SDR transceivers, the conclusion contains approach for half-natural experiment testing on the Keysight test bench.*

**Keywords:** SDR, SCA, FPGA, DSP, GPP, ASIC, transceiver, Keysight test bench.

## References

1. Mitola J. The software radio architecture. *IEEE Communications Magazine*. 1995;33(5):26–38. Available from: <https://doi.org/10.1109/35.393001>
2. Belisle C., Kovarik V., Pucker L., Turner M. The software communications architecture: two decades of software radio technology innovation. *IEEE Communications Magazine*. 2015;53(9):31–37. Available from: <https://doi.org/10.1109/MCOM.2015.7263343>
3. Moy C., Palicot J. Software radio: a catalyst for wireless innovation. *IEEE Communications Magazine*. 2015;53(9):24–30. Available from: <https://doi.org/10.1109/MCOM.2015.7263342>
4. Wireless Innovation Forum. Available from: <https://www.wirelessinnovation.org> [Accessed 4th March 2019]
5. SDRF Forum. *Base Station System Structure. Document No. SDRF-01-P-0006-V2.0.0*. Available from: [https://www.wirelessinnovation.org/assets/work\\_products/Reports/sdrf-01-p-0006-v2\\_0\\_0\\_basestation\\_systems.pdf](https://www.wirelessinnovation.org/assets/work_products/Reports/sdrf-01-p-0006-v2_0_0_basestation_systems.pdf) [Accessed 4th March 2019]

6. Galkin V.A. *Osnovy programmno-konfiguriruemogo radio* [Basics of Software-Defined Radio]. Moscow: Goriachaia liniia-Telekom Publ.; 2013. 372 p. (in Russ.)
7. Demenkov N.P. Modelno-orientirovannoe proektirovanie sistem upravleniia [Model-Based Design Management Systems]. *Programming Technologies Department of ITMO University*. (in Russ.) Available from: [http://is.ifmo.ru/miscellaneous/matlab\\_simulink.pdf](http://is.ifmo.ru/miscellaneous/matlab_simulink.pdf) [Accessed 4th March 2019]
8. Efremov A.A., Sorokin S.S., Zenkov S.M. Modelno-orientirovannoe proektirovanie – mezhdunarodnyi standart inzhenernykh razrabotok [Model-Based Design – International Standard of Engineering]. *MATLAB. Exponenta*. (in Russ.) Available from: <http://matlab.ru/upload/resources/EDU%20Conf/pp%2040-43%20Sorokin.pdf> [Accessed 4th March 2019]
9. MathWorks. Available from: <https://www.mathworks.com> [Accessed 4th March 2019]
10. National Instruments. Available from: <http://www.ni.com/ru-ru.html> [Accessed 4th March 2019]
11. GNU Radio. The Free & Open Soft Radio Ecosystem. Available from: <https://www.gnuradio.org> [Accessed 4th March 2019]
12. Ettus Research. Available from: <https://www.ettus.com> [Accessed 4th March 2019]
13. NooElec. Available from: <https://www.nooelec.com/store/sdr.html> [Accessed 4th March 2019]
14. Bilén S.G., Wyglinski A.M., Anderson C., Cooklev T., Dietrich C.B., Farhang-Boroujeny B., et al. Software-Defined Radio: A New Paradigm for Integrated Curriculum Delivery. *IEEE Communications Magazine*. 2014;52(5):184–193. Available from: <https://doi.org/10.1109/MCOM.2014.6815911>
15. El-Hajjar M., Nguyen Q.A., Maunder R.G., Ng S.X. Demonstrating the Practical Challenges of Wireless Communications Using USRP. *IEEE Communications Magazine*. 2014;52(5):184–193. Available from: <https://doi.org/10.1109/MCOM.2014.6815911>
16. Petrova M., Achtzehn A., Mähönen P. System-oriented communications engineering curriculum: teaching design concepts with SDR platforms. *IEEE Communications Magazine*. 2014;52(5):202–209. Available from: <https://doi.org/10.1109/MCOM.2014.6815913>
17. Stewart R.W., Crockett L., Atkinson D., Barlee K., Crawford D., Chalmers I., et al. A low-cost desktop software defined radio design environment using MATLAB, simulink, and the RTL-SDR. *IEEE Communications Magazine*. 2015;53(9):64–71. Available from: <https://doi.org/10.1109/MCOM.2015.7263347>
18. Wyglinski A.M., Orofino D.P., Ettus M.N., Rondeau T.W. Revolutionizing software defined radio: case studies in hardware, software, and education. *IEEE Communications Magazine*. 2016;54(1):68–75. Available from: <https://doi.org/10.1109/MCOM.2016.7378428>
19. Stewart R.W., Barlee K.W., Atkinson D.S.W., Crockett L.H. *Software Defined Radio using MATLAB & Simulink and the RTL-SDR*. Glasgow: Rathclyde Academic Media; 2015.
20. Fokin G., Volgushev D., Kireev A., Bulanov D., Lavrukhin V. Designing the MIMO SDR-based LPD transceiver for long-range robot control applications. *Proceedings of the 6th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops, ICUMT, 6–8 October 2014, St. Petersburg, Russian Federation*. Piscataway, NJ: IEEE; 2014. p.456–461. Available from: <https://doi.org/10.1109/ICUMT.2014.7002144>
21. Fokin G.A., Lavrukhin V.A., Volgushev D.A., Kireev A.V. Modelno-orientirovannoe proektirovanie na osnove SDR [Model-Based Design Based on SDR]. *Sistemy upravleniia i informatsionnye tekhnologii*. 2015;60(2):94–99. (in Russ.)
22. Volgushev D.B., Kireev A.V., Fokin G.A. Radio Communication System SDR Model Based Design. *Proceedings of the IVth International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 3–4 March 2015, St. Petersburg, Russian Federation*. St. Petersburg: Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2015. Vol. 1. p.50–53. (in Russ.)
23. Fokin G.A., Bulanov D.V., Volgushev D.B. Modelno-orientirovannoe proektirovanie sistem radiosvazi na osnove PKR [Model-Based Design of radio communication systems based on SIC]. *Vestnik svazi*. 2015;6:26–30. (in Russ.)
24. Mashkov G., Borisov E., Fokin G. Experimental validation of multipoint joint processing of range measurements via software-defined radio testbed. *Proceedings of the 18th International Conference on Advanced Communication Technology, ICACT, 31 January–3 February 2016, PyeongChang, South Korea*. Piscataway, NJ: IEEE; 2016. p.268–273. Available from: <https://doi.org/10.1109/ICACT.2016.7423356>
25. Mashkov G., Borisov E., Fokin G. Positioning accuracy experimental evaluation in SDR-based MLAT with joint processing of range measurements. *Proceedings of the International Conference on Radar, Antenna, Microwave, Electronics, and Telecommunications, ICRAMET, 3–5 October 2016, Jakarta, Indonesia*. Piscataway, NJ: IEEE; 2016. p.7–12. Available from: <https://doi.org/10.1109/ICRAMET.2016.7849572>
26. Borisov E., Mashkov G., Fokin G. Experimental Validation of Multipoint Joint Processing of Range Measurements via Software-Defined Radio Testbed. *Proceedings of the Vth International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 10–11 March 2016, St. Petersburg, Russian Federation*. St. Petersburg: Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2016. Vol. 1. p.120–125. (in Russ.)
27. Fokin G.A., Lavrukhin V.A., Volgushev D.A., Kireev A.V. Prakticheskaya realizaciya priemperedatchika OFM-2 na SDR platforme Ettus B210 v srede GNU Radio [Practical Implementation FMR-2 Transceiver on SDR Ettus B210 Platform GNU Radio Medium]. *Informacionnye tekhnologii modelirovaniya i upravleniya*. 2016;99(3):178–187. (in Russ.)
28. Vorobyev O., Fokin G. Radio Communication Systems Model Based Design via Software Defined Radio *Proceedings of the Vth International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 10–11 March 2016, St. Petersburg, Russian Federation*. St. Petersburg: Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2016. Vol. 2. p.280–284. (in Russ.)
29. Fokin G. Software Defined Radio Current Trends. *Proceedings of the VIth International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 1–2 March 2017, St. Petersburg, Russian Federation*. St. Petersburg: Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2017. Vol. 1. p.271–276. (in Russ.)
30. Fokin G. Development and Implementation of Electronic Curriculum Workshop. *Proceedings of the VIth International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 1–2 March 2017, St. Petersburg, Russian Federation*. St. Petersburg: Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ.; 2017. Vol. 4. p.319–323. (in Russ.)
31. Keysight Technologies. *N5106A PXB Baseband Generator and Channel Emulator*. Available from: <https://www.keysight.com/en/pdx-x201744-pn-N5106A/pxb-baseband-generator-and-channel-emulator?&cc=RU&lc=rus> [Accessed 4th March 2019]

# **ИНФОРМАТИКА, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И УПРАВЛЕНИЕ**

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

**05.13.18 – Математическое моделирование,  
численные методы  
и комплексы программ**

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

# МЕТОДОЛОГИЯ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ФОРМ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ СОВМЕСТНЫХ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ В ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОМ ПРОСТРАНСТВЕ (продолжение обзора)

С.В. Дворников<sup>1\*</sup>

<sup>1</sup>Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного,  
Санкт-Петербург, 194064, Российская Федерация  
\*Адрес для переписки: practicsv@yandex.ru

## Информация о статье

УДК 621.391

Язык статьи – русский

**Ссылка для цитирования:** 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

**Аннотация:** Представлен обзор различных подходов к совершенствованию совместных форм представления распределений энергии сигналов со сложной структурой в частотно-временном пространстве. В том числе на основе использования процедур переназначения, по результатам вторичной обработки маргинальных форм совместных распределений и их функций моментов высоких порядков. Показаны достоинства и ограничения указанных подходов.

**Ключевые слова:** частотно-временные распределения, маргинальные распределения, распределения аффинного класса, методы вторичной обработки совместных распределений.

## Введение

Методология обработки сигналов с высокой нестационарностью изменения их параметров в частотно-временном пространстве предлагает новые подходы, базирующиеся на последние достижения науки и техники. Вместе с тем проведенный в [1] анализ показал, что большинство из них можно рассматривать как вторичную обработку совместных форм классических распределений энергии аффинного класса и класса Козна.

В предыдущих обзорах [2–5] были представлены основные этапы развития и становления теории билинейных распределений. В том числе и научно-методический аппарат, который выступает инструментом исследования тонкой структуры распределения энергии динамических сложных процессов, представленных в частотно-временном пространстве.

Начало частотно-временного анализа было положено в статье Cohen L. [6], который дальнейшее свое развитие получил в трудах Claasen T.A.C.M., Meclenbrauker W.F.G., Bertrand J., Bertrand P., Flandrin P., Baraniuk R., Goncalves P., Auger F. и др. [7–14].

И окончательный облик как самостоятельного научного направления был представлен в [15].

Начиная с фундаментальных работ, по датам опубликования [16–19], данное научное направление уже рассматривается как теория билинейных распределений [1].

Определенную лепту в совершенствование и развитие элементов теории билинейных распределений внесли работы [20–34], в которых рассматривались отдельные аспекты анализа и синтеза различных форм совместных распределений и особенности их практической реализации.

Данный факт подчеркивает прагматизм выводов Cohen L., сделанных еще в конце прошлого века [6], о перспективности применения методологии частотно-временного анализа в исследовании тонкой структуры распределения энергии нестационарных процессов и сложных сигналов.

Указанные обстоятельства стимулировали к обобщению представленного в настоящем обзоре материала, связанного с разработкой методов, повышающих контрастность сигнальных компонент на частотно-временной плоскости в условиях шу-

мов различной природы высокой интенсивности. Начало этого исследование положено Auger F. Его подходы к вторичной обработке сигнальных компонент обеспечили существенный прорыв в этом вопросе и открыли новое научное направление, получившее название методов на основе процедур переназначения [35, 36].

**Методы совершенствования совместных распределений плотности сигнальной энергии на основе применения процедур переназначения при их вторичной обработке**

Методология так называемого переназначения направлена на улучшение форм представления сигналов в частотно-временном пространстве и основана на дополнительной обработке сформированных матриц совместных распределений их энергии [13, 35, 37].

Сама идея переназначения возникла при попытках улучшить описания, полученные на основе спектрограмм [31]. По своей природе спектрограмма представляет собой частотно-временное распределение (ЧВР), в котором изначально отсутствуют ложные выбросы энергии, возникающие в процессе его формирования. Однако низкая локализация сигнальных компонент на частотно-временной плоскости ЧВР, обусловленная значительной дисперсией и смещением относительно истинного их положения, ограничивают практическое использование спектрограмм как инструмента анализа [38].

С точки зрения общности распределений класса Козна спектрограмму можно трактовать как двумерную свертку ЧВР Вигнера с функцией окна аналогичной формы [1]:

$$S_z(f, t; h) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \rho_h(f - \xi, t - \tau) \rho_w(\xi, \tau) d\tau d\xi. \quad (1)$$

Введение в выражение (1) дополнительной функции-окна обеспечивает снижение интерференционного фона исходного ЧВР Вигнера  $\rho_w(\xi, \tau)$ , но при этом существенно ухудшается его частотно-временное разрешение, а оценки, получаемые на основе маргиналов, носят явно смещенный характер [31].

Детальный анализ (1) показывает, что результирующее значение  $\rho_h(f - \xi, t - \tau)$  определяет границы частотно-временной локализации сигнала для каждой точки пространства  $(f, t)$ , внутри которого получают взвешенное среднее значение ЧВР. При этом в качестве оценки будет выступать точка, координатами которой является геометрический центр, определяемый границами разрешения по частоте и времени [1, 21].

В тех же условиях методология переназначения предполагает рассматривать в качестве оценки центр тяжести распределения в каждой его точке

частотно-временного пространства. С позиций и терминологии механики локальное распределение энергии  $\rho_h(f - \xi, t - \tau) \rho_w(\xi, \tau)$  – как функцию переменных  $\xi, \tau$  – можно трактовать как распределение массы, в котором центр определяется не только исходя лишь из геометрических размеров фигуры, но и с учетом удельной плотности вещества [13]. Поэтому в методе переназначения каждое вновь рассчитанное точечное значение спектрограммы  $(f, t)$  будет переназначено в точку  $(\bar{f}', \bar{t}')$  с учетом центра тяжести распределения, определяемого выражениями:

$$\bar{t}'(z; f, t) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \rho_h(f - \xi, t - \tau) \rho_w(\xi, \tau) \tau d\tau d\xi}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \rho_h(f - \xi, t - \tau) \rho_w(\xi, \tau) d\tau d\xi}, \quad (2)$$

$$\bar{f}'(z; f, t) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \rho_h(f - \xi, t - \tau) \rho_w(\xi, \tau) \xi d\tau d\xi}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \rho_h(f - \xi, t - \tau) \rho_w(\xi, \tau) d\tau d\xi}, \quad (3)$$

что ведет к образованию уже нового распределения, в данном случае к переназначенной спектрограмме  $S_z^{(r)}$ , частотно-временные координаты точек которой  $(f', t')$  уточняются с учетом уже всех предыдущих рассчитанных значений. Аналитически метод переназначения можно представить следующим образом:

$$S_z^{(r)}(f', t'; \rho_h) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S_z(f, t; \rho_h) \times \delta(t' - \bar{t}'(z; t, v)) \delta(f' - \bar{f}'(z; t, f)) dt df. \quad (4)$$

Одно из свойств распределения (4) состоит в том, что оно при своем формировании дополнительно использует информацию о фазе, в то время как в традиционных спектрограммах используется только лишь квадрат модуля текущего значения. Указанный вывод следует из операторов переназначения, реализующих указанные процедуры:

$$\bar{t}'(z; f, t) = \frac{-d\Phi_z(t, f; \rho_h)}{df}, \quad (5)$$

$$\bar{v}'(z; f, t) = v + \frac{d\Phi_z(t, f; \rho_h)}{df}, \quad (6)$$

где  $\Phi_z(t, f; \rho_h)$  – функция фазы от оконного преобразования Фурье (ПФ)  $F_z(f, t)$  сигнала  $z(t)$ , т. е.

$$\Phi_z(t, f; \rho_h) = \arg(F_z(t, f; \rho_h)). \quad (7)$$

С точки зрения синтеза практически алгоритмов, форма (7) неудобна для реализации процедур последующей обработки получаемого на ее основе результата. Она лишь показывает аналитическую взаимосвязь между выражениями, поэтому на практике широкое применение получила форма, предложенная Auger F. в [35, 36]:

$$\begin{aligned} \bar{t}'(z; f, t) &= t - \operatorname{Re} \left\{ \frac{F_z(t, f; T_h) F_z^*(t, f; T_h)}{|F_z(t, f; T_h)|^2} \right\}, \\ \bar{f}'(z; f, t) &= f - \operatorname{Im} \left\{ \frac{F_z(t, f; D_h) F_z^*(t, f; T_h)}{|F_z(t, f; T_h)|^2} \right\}, \end{aligned} \quad (8)$$

где  $T_h(t) = t \times h(t)$ ;  $D_h(t) = \frac{dh(t)}{dt}$ .

Выражения (8) позволяют относительно легко реализовать процедуры переназначения при построении спектрограмм без существенного увеличения общей вычислительной сложности.

Вместе с тем следует отметить, что, хотя после применения процедур переназначения обработанное распределение перестает уже по своей сущности быть билинейным, но при этом оно по-прежнему сохраняет такие важные свойства, как инвариантность к частотно-временным сдвигам и положительности на всей области значений. А при соблюдении условия единичности энергии для  $h(t)$  – еще и свойство сохранения энергии.

На рисунках 1 и 2 представлена спектрограмма и ее переназначенная форма для тестового сигнала  $z_{\text{Тест}}(t)$  со сложным законом изменения мгновенной частоты.

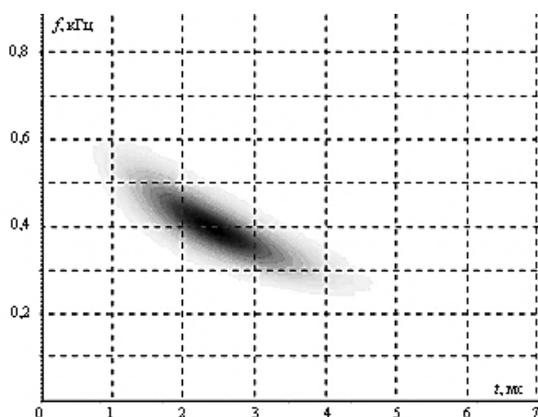


Рис. 1. Спектрограмма тестового сигнала  $z_{\text{Тест}}(t)$

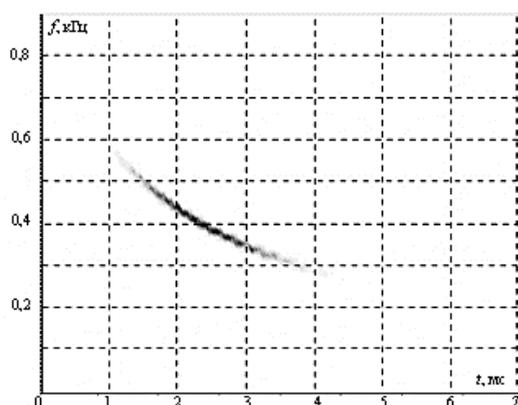


Рис. 2. Спектрограмма тестового сигнала  $z_{\text{Тест}}(t)$  после применения к ней процедур переназначения

Анализ результатов применения процедур переназначения (см. рисунок 2) показывает, что в полученном ЧВР в значительной степени уменьшилась величина дисперсии энергии вдоль линии мгновенной частоты.

Кроме того, следует отметить, что в переназначенной форме не наблюдается смещения точек распределения относительно их исходных частотно-временных координат. А учитывая, что ЧВР

Вигнера идеально локализует энергию сигналов линейной частотной модуляции и ограниченных сигналов импульсной структуры, то можно предположить, что данное свойство сохраняется и для спектрограмм после применения к ним процедур переназначения [1].

Действительно:

$$z(t) = A \exp\{j(f_0 t + \alpha t^2 / 2)\} \Rightarrow \bar{f}' = f_0 + \alpha \bar{t}',$$

$$z(t) = A \delta(t - t_0) \Rightarrow \bar{t}' = t_0.$$

Учитывая, что в основе выражения (1) лежит ЧВР Вигнера, можно предположить, что методология переназначения применима ко всем билинейным распределениям класса Коэна.

Очевидность того, что метод переназначения применим к билинейным распределениям класса Коэна вытекает из общности выражения [2–3]:

$$\rho(f, t; U) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \rho_h(f - \xi, t - \tau) \rho_w(\xi, \tau) d\tau d\xi, \quad (9)$$

где  $\rho_h(f - \xi, t - \tau)$  выступает в качестве функции-окна.

Представим уравнение (9) в виде:

$$\rho(f, t; U) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U(f - \xi, t - \tau) \rho_w(\xi, \tau) d\tau d\xi, \quad (10)$$

тогда переход к методу переназначения будет состоять в замене частного сглаживающего ядра  $\rho_h(f - \xi, t - \tau)$  в (2–3) более общим ядром  $U(f - \xi, t - \tau)$ :

$$\bar{t}'(z; f, t) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U(f - \xi, t - \tau) \rho_w(\xi, \tau) \tau d\tau d\xi}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U(f - \xi, t - \tau) \rho_w(\xi, \tau) d\tau d\xi}, \quad (11)$$

$$\bar{f}'(z; f, t) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U(f - \xi, t - \tau) \rho_w(\xi, \tau) \xi d\tau d\xi}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U(f - \xi, t - \tau) \rho_w(\xi, \tau) d\tau d\xi}, \quad (12)$$

$$\rho_z^{(r)}(f', t'; U) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \rho_z(f, t; U) \times \delta(t' - \bar{t}'(z; t, f)) \delta(f' - \bar{f}'(z; t, f)) dt df. \quad (13)$$

Поскольку ядро  $U(f - \xi, t - \tau)$  определяет вид синтезируемого распределения в классе Коэна, то соответствующий выбор позволит получить требуемую форму переназначенного ЧВР.

В качестве примера на рисунках 3 и 4 представлено псевдо-ЧВР Вигнера и его переназначенная форма для тестового сигнала  $z_{\text{Тест1}}(t)$ .

Поскольку псевдораспределение обеспечивает сглаживание интерференционного фона только в частотном направлении, то для сигнала  $z_{\text{Тест1}}(t)$  на частотно-временной плоскости сформированного ЧВР (см. рисунок 3) будут присутствовать паразитные (ложные) выбросы энергии, порожденные результатом межсимвольного взаимодействия вдоль оси времени (зеркальное размещение интерференционных компонент определяется корреляци-

онным характером процедур формирования распределений класса Вигнера).

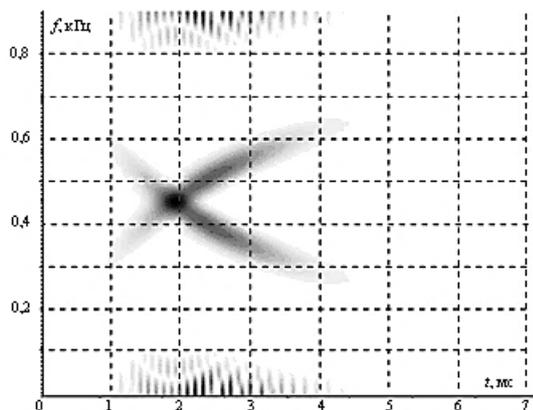


Рис. 3. Псевдораспределение Вигнера тестового сигнала  $z_{Trect1}(t)$

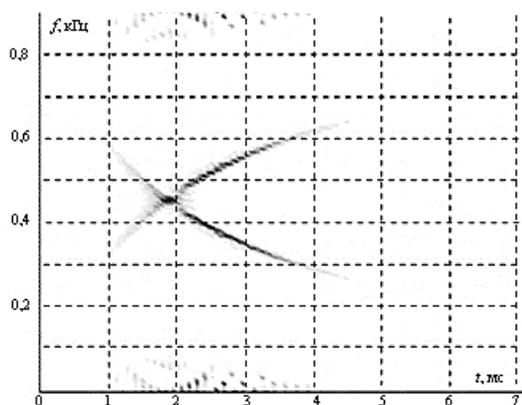


Рис. 4. Псевдораспределение Вигнера тестового сигнала  $z_{Trect1}(t)$  после применения процедур переназначения

К сожалению, процедуры метода переназначения не позволяют в должной мере избавиться распределение от мешающих компонент [1]. Более того, в ряде случаев при обработке они будут восприниматься как сигнальные. Но, несмотря на это, процедуры переназначения позволяют существенно снизить величину дисперсии, характеризующей разброс сигнальной энергии вдоль линии истинного значения частоты (см. рисунок 4).

Другим достоинством рассмотренного метода является то, что переназначенные формы распределений класса Козна сохраняют свойство инвариантности к частотно-временным сдвигам и предельной локализации энергии для сигналов линейной частотной модуляции. При этом вычислительная сложность для большинства ЧВР класса Козна будет оставаться на уровне спектрограмм [36].

Аналогичным образом методология переназначения применима и для распределений аффинного класса.

Представим обобщенное выражение для масштабно-временных распределений (МВР) [1, 21]:

$$\tilde{\omega}(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} \omega_B(\tau, \nu) \Pi\left(\nu(\tau - t), \frac{\nu}{f}\right) d\nu d\tau,$$

где  $\Pi$  является аффинным ядром преобразования, в следующем виде:

$$\omega_z(a, t; \Pi) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} \rho_W(t - \tau, \xi) \Pi\left(\frac{\tau}{a}, f_0 - a\xi\right) d\xi d\tau. \quad (14)$$

В выражении (14)  $a = f_0/f$  – масштабный множитель. В соответствии с (14), плотность распределения в любой точке частотно-временного пространства  $(t, a)$  представляет среднюю взвешенную величину ЧВР Вигнера в координате  $(t - \tau, \xi)$ , ограниченной областью допустимых значений ядра  $\Pi$ . Эту точку считают центром тяжести формируемого распределения, т. к. в этом случае удастся избежать сильного проявления интерференции на частотно-временной плоскости (рисунки 5 и 6).

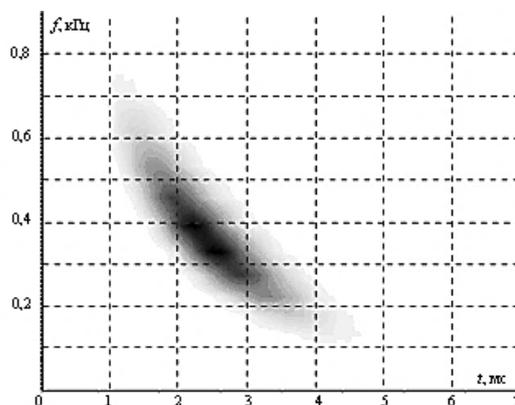


Рис. 5. Сглаженное псевдоаффинное распределение Вигнера тестового сигнала  $z_{Trect1}(t)$

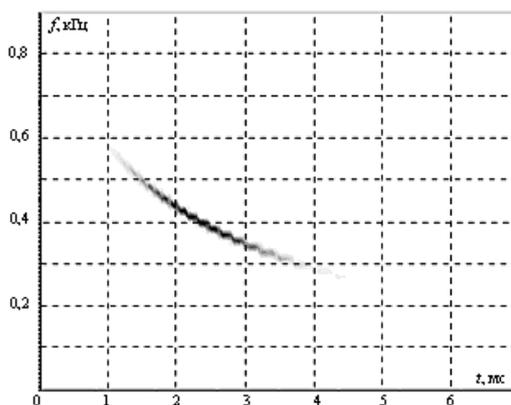


Рис. 6. Сглаженное псевдоаффинное распределение Вигнера тестового сигнала  $z_{Trect1}(t)$  после применения процедур переназначения

Очевидно, что частотно-временные координаты центров тяжести для аффинных распределений после применения процедур переназначения будут определяться как:

$$\begin{aligned} \bar{t}'(z; f, t) &= \\ &= t - \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \Pi\left(f_0 - a\xi, \frac{\tau}{a}\right) \rho_w(\xi, t - \tau) \tau d\tau d\xi}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \Pi\left(f_0 - a\xi, \frac{\tau}{a}\right) \rho_w(\xi, t - \tau) d\tau d\xi}, \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \bar{f}'(z; f, t) &= \frac{f_0}{\bar{a}'(z; f, t)} = \\ &= \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \Pi(f_0 - a\xi, \tau/a) \rho_w(\xi, t - \tau) \xi d\tau d\xi}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \Pi(f_0 - a\xi, \tau/a) \rho_w(\xi, t - \tau) d\tau d\xi}, \end{aligned} \quad (16)$$

а не типичными для МВР значениями ( $t, a = f_0/f$ ).

Тогда каждая из координат результирующего значения модифицированного аффинного распределения ( $t', a$ ) будет определяться суммой всех соответствующих значений, смещенных на данную величину:

$$\begin{aligned} \varpi_z^{(r)}(f', t'; \Pi) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \varpi_z(a, t; \Pi) \times \\ &\times \delta(t' - \bar{t}'(z; t, a)) \delta(a' - \bar{a}'(z; t, f)) a'^2 dt \frac{da}{a^2}. \end{aligned} \quad (17)$$

Для аффинных распределений центр тяжести в ряде случаев может не совпадать с геометрическим центром, даже если сигнал описывается симметричной функцией (см. рисунок 4) [1]. Как и видоизмененные распределения Коэна, аффинные представления после применения процедур переназначения уже не являются билинейными по своей сути, но при этом у них сохраняется свойство инвариантности временным сдвигам и масштабным изменениям, а также ряд других положительных свойств, полезных для обработки сигналов.

Методологию переназначения можно перенести и на другой фактический материал, извлекаемый из частотно-временных матриц совместных распределений. В частности, указанным образом можно обрабатывать распределение плотности энергии вдоль линии мгновенных частот, т. е. использовать для дальнейшей обработки фазовую структуру, полученную в результате выполнения процедур кратковременного ПФ. Для этого достаточно в каждый момент времени  $t$  строить гистограмму смещения величины  $\bar{f}'(z; f, t)$  обрабатываемой спектрограммы [39]. При таком подходе результирующее распределение уже не будет являться классическим ЧВР сигнальной энергии. Указанную процедуру можно применять к любым типам совместных распределений [1, 21].

Другой метод улучшения частотно-временных представлений сигналов базируется на вторичной обработке локальных экстремумов распределений. В частности, на выделении стационарных значений их фазы [40]. Так, интегрирование матрицы, полученной в результате выполнения процедур непрерывного вейвлет-преобразования по времени и масштабирующему множителю, позволяет полу-

чить функцию, которая строго описывает стационарные значения частоты:

$$\begin{aligned} \hat{z}(f) &= \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{a} H(af) T_z(t, a; \Psi) \exp(-j2\pi ft) dt \frac{da}{a^2} \end{aligned} \quad (18)$$

и ведет к получению требуемых значений координат времени и масштаба:

$$\bar{t}'(z; t, a) = t - \Phi'_h(f_0), \bar{a}'(z; t, a) = a. \quad (19)$$

Здесь  $\Phi_h(f_0) = \arg\{H(f)\}$  – семейство функций, называемых горизонтальными «гребнями» распределения, здесь  $H$  есть ПФ от  $h$  [1, 21].

Заметим, что применение подхода, базирующегося на отслеживании стационарности поведения фазы, к формуле реконструкции сигнала во временной области позволяет получить функцию, аналогичную функции координат  $\bar{t}'(z; t, a) = t$ :

$$\bar{a}'(z; t, a) = a \frac{f_0}{\Phi'_h(0)}, \quad (20)$$

где  $\Phi'_h(0)$  – значение производной  $f_0 = 0$ .

Здесь  $\Phi_h(f_0) = \arg\{H(f)\}$  – семейство функций, описывающих вертикальные «гребни» распределения.

Взаимосвязь между операторами переназначения и функциями экстремумов (вертикальных и горизонтальных) позволяет синтезировать улучшенные формы распределений путем простого обобщения формул (19) и (20).

Наиболее интересная особенность рассматриваемого подхода состоит в возможности раздельной локализации энергии для каждого из сигналов, составляющих входное воздействие. Однако данная форма не позволяет идентифицировать мешающее (помеховое) воздействие даже при существенном его временном различии с полезным сигналом. Это объясняется тем, что обработке подвергается результирующее распределение, все экстремумы которого по идее уже являются сигналами.

Таким образом, методология переназначения позволяет получать усовершенствованные формы совместных распределений путем уточнения линий мгновенных частот составляющих их сигналов. Однако такие операции ведут к потере структуры билинейности частотно-временных описаний и, как следствие, невыполнению ряда положительных свойств. Более того, характер смещения частотно-временных координат во многом зависит от самого сигнала и вида исходного распределения, поэтому процедуры переназначения не позволяют убрать интерференцию и избавиться от помех.

### Метод совершенствования представлений сигналов на основе их маргинальных распределений и моментных функций

Совместная обработка ведет к получению как минимум двумерных массивов, что не всегда удобно с точки зрения представления конечных результатов. Более того, многие практические задачи, как правило, связаны с контролем одного из параметров обрабатываемого сигнала. Таким образом, возникает задача корректного выделения контролируемого параметра, т.е. формирования маргинального распределения из совместной частотно-временной матрицы.

Заметим, что маргинальные распределения также несут в себе немаловажную информацию о сигналах [40]. В частности, к информационно важным компонентам следует отнести и моментные функции совместных представлений.

Сущность метода совершенствования представлений различных форм описаний сигналов на основе моментных функций можно свести к непосредственным их расчетам. Моменты первого и второго порядка ЧВР-энергии можно определить следующим образом.

Моменты первого порядка по времени определяются как:

$${}^1 f_m(t) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f \rho(f, t) df}{\int_{-\infty}^{\infty} \rho(f, t) df}. \quad (21)$$

Моменты второго порядка по времени, соответственно:

$${}^2 f_m(t) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 \rho(f, t) df}{\int_{-\infty}^{\infty} \rho(f, t) df} - {}^1 f_m(t)^2. \quad (22)$$

Моменты первого порядка по частоте определяются как:

$${}^1 t_m(f) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t \rho(f, t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} \rho(f, t) dt}. \quad (23)$$

Моменты второго порядка по времени, соответственно:

$${}^2 t_m(f) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t^2 \rho(f, t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} \rho(f, t) dt} - {}^1 t_m(t)^2. \quad (24)$$

В формулах (21–24) и далее, верхний левый индекс указывает порядковое значение момента. В общем случае моменты описывают средние значения распределений и показывают величину разброса энергии по частоте и времени. Так, на рисунке 7 представлен график функции момента первого порядка по времени от спектрограммы тестового сигнала  $z_{\text{Тест1}}(t)$ . Для большинства распределений, если обрабатываемый сигнал рассматривался в аналитическом виде, момент первого порядка по времени определяет положение мгновенной частоты, а момент первого порядка по частоте – групповую задержку сигнала.

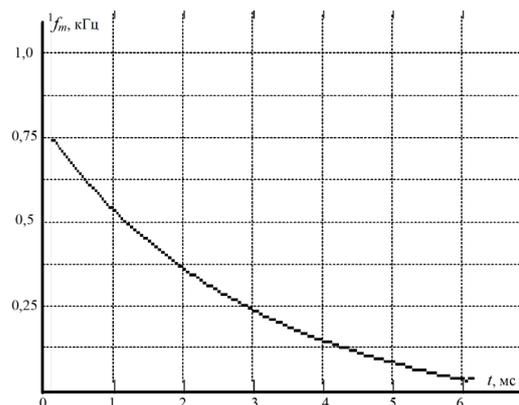


Рис. 7. Временная функция момента первого порядка ЧВР Вигнера тестового сигнала  $z_{\text{Тест1}}(t)$

Анализ результатов, представленных на рисунке 7, показывает, что значение функции  ${}^1 f_m$  не зависит от амплитуды сигнала, в то время как любое совместное распределение очень чувствительно к динамическим характеристикам сигнала.

Этим объясняется факт того, что на плоскостях, рассматриваемых ранее, ЧВР энергия была локализована в более узких частотно-временных интервалах. Выброс функции  ${}^2 f_m$  в начале и конце временного интервала (рисунок 8) объясняется ограниченностью сигнальной выборки. Поскольку, в общем случае, частотная функция моментов является симметричной и избыточной.

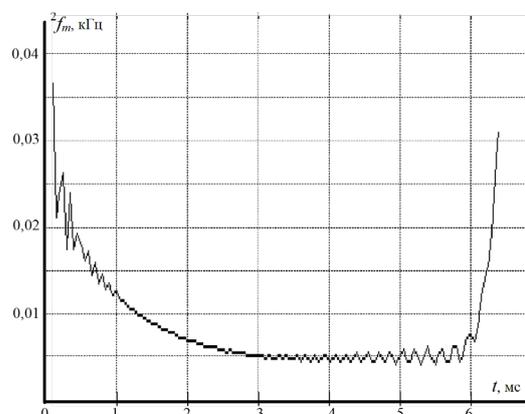


Рис. 8. Временная функция момента второго порядка ЧВР Вигнера тестового сигнала  $z_{\text{Тест1}}(t)$

Избыточность объясняется применением процедур ПФ, которые изначально по своей сути несут избыточный характер, т.е. содержат избыточную информацию.

Заметим, что биения маргинальных функций в начале частотной оси связаны с недостаточной чувствительностью распределения Вигнера, которое в указанных пределах не позволяет четко локализовать из общего помехового фона сигнальные компоненты на плоскости распределения. В частности, на рисунке 9 показана частотная функция первого момента ЧВР Вигнера сигнала  $z_{\text{Тест1}}(t)$ . Частотная функция моментов второго порядка тестового сигнала иллюстрируется на рисунке 10.

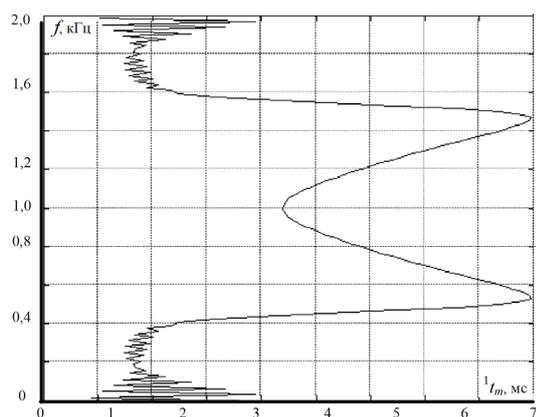


Рис. 9. Частотная функция момента первого порядка ЧВР Вигнера тестового сигнала  $z_{\text{Тест1}}(t)$

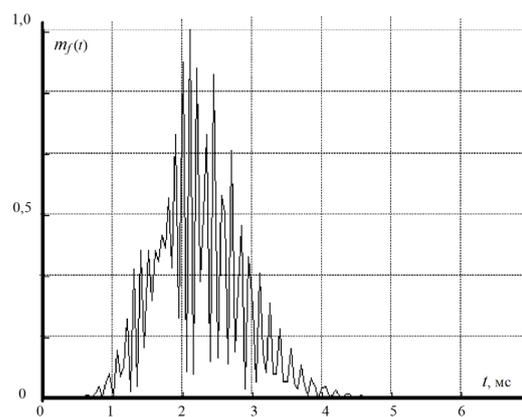


Рис. 11. Функция временного маргинала ЧВР Вигнера тестового сигнала  $z_{\text{Тест1}}(t)$

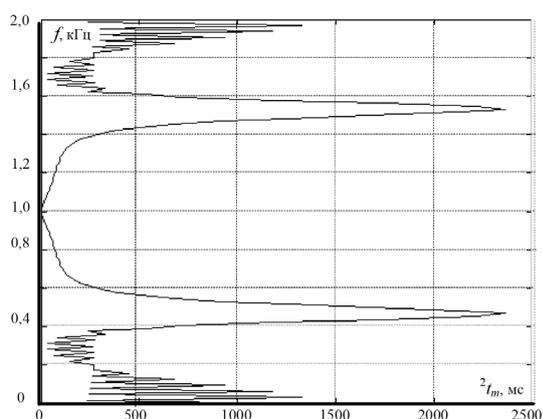


Рис. 10. Частотная функция момента второго порядка ЧВР Вигнера тестового сигнала  $z_{\text{Тест1}}(t)$

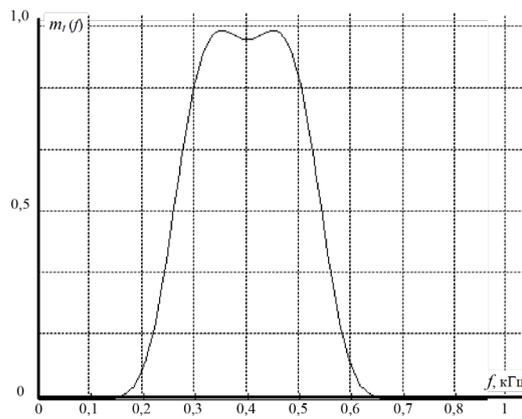


Рис. 12. Функция частотного маргинала ЧВР Вигнера тестового сигнала  $z_{\text{Тест1}}(t)$

Другим результатом вторичной обработки распределений являются маргинальные функции, определяемые в результате их интегрирования по одной из переменных:

$$m_f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \rho(f, t) df, \quad (25)$$

$$m_t(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \rho(f, t) dt. \quad (26)$$

Тогда существо метода на основе маргинальных функций можно рассматривать с позиций их формирования. Так, функция  $m_f(t)$  является временным маргиналом, а функция  $m_t(f)$  – частотным. При этом функция временного маргинала соответствует мгновенной мощности сигнала, а функция частотного маргинала – спектральной плотности энергии. Следовательно, их вычисление может быть в значительной степени упрощено:

$$m_f(t) = |z(t)|^2, \quad (27)$$

$$m_t(f) = |\hat{z}(f)|^2 = |F(f)|^2. \quad (28)$$

На рисунках 11 и 12 изображены маргинальные функции времени и частоты, полученные из ЧВР Вигнера тестового сигнала  $z_{\text{Тест1}}(t)$ .

Достоинство метода представления сигналов на основе маргинальных распределений состоит в том, что последние довольно четко локализируют частотные и временные границы матрицы энергии принятой реализации. Именно поэтому их применение обосновано в алгоритмах обработки сигналов, базирующихся на синтез МВР, когда необходимо получить априорные данные о пределах частотных границах обрабатываемой области, поскольку ее размеры во многом определяют вычислительную сложность процедур синтеза.

Следует отметить, что поскольку интерференция является продуктом обработки входной реализации, то можно предположить, что ее компоненты в какой-то мере содержат и полезную информацию, в частности о фазовых изменениях.

Для примера рассмотрим результат псевдо-ЧВР Вигнера суммы двух сложных сигналов, сдвинутых по частоте. Поскольку характер интерференционных компонент определяется фазовым сдвигом между ними, то, используя их, можно решать и обратную задачу, а именно, по структуре интерференционных компонент судить о величине фазового сдвига.

На рисунке 13 показаны фрагменты псевдораспределений Вигнера при фазовых сдвигах между сигналами на  $\pi/4$  и  $3\pi/4$ .

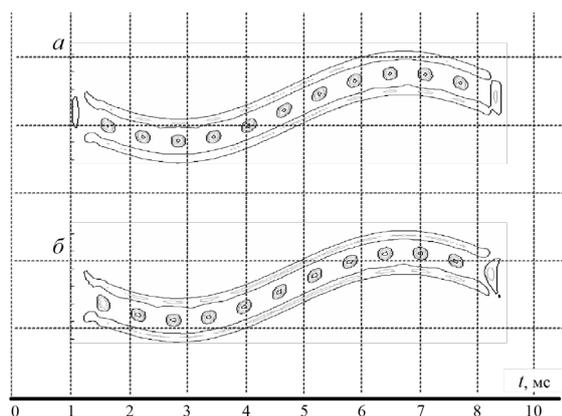


Рис. 13. Псевдораспределение Вигнера двух сдвинутых по частоте тестовых сигналов при сдвиге фазы на  $\pi/4$  (а) и при сдвиге фазы на  $3\pi/4$  (б)

Анализ результатов, показанных на рисунке 13, позволяет вскрыть в различии вида интерференционных компонент на частотно-временной плоскости в начале временной оси. Вскрытое свойство зависимости характера интерференции от величины фазового сдвига между колебаниями представляет особый интерес при обработке сигналов фазовой манипуляции, в которых изменение фаз между соседними посылками строго упорядочено.

На рисунке 14 демонстрируются разрывы тестового гармонического сигнала в местах смены фазы при ее различных значениях.

Анализ результатов, представленных на рисунке 14, позволяет предположить, что при таком подходе решающее устройство фазового демодулятора может быть построено на принципе оценивания величины интерференционных компонент и последующего его сравнения с эталонными описаниями.

#### Список используемых источников

1. Дворников С.В. Теоретические основы синтеза билинейных распределений. СПб.: Издательство Политехнического университета, 2007. 268 с.
2. 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
3. Дворников С.В. Билинейные распределения с пониженным уровнем интерференционного фона в частотно-временном пространстве: продолжение обзора // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 2. С. 69–81. DOI:10.31854/1813-324X-2018-2-69-81
4. Дворников С.В. Билинейные масштабно-временные распределения энергии аффинного класса в частотно-временном пространстве: продолжение обзора // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 3. С. 26–44. DOI:10.31854/1813-324X-2018-4-3-26-44
5. 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
6. Cohen L. Generalized Phase-Space Distribution Functions // Journal of Mathematical Physics. 1966. Vol. 7. Iss. 5. PP. 781–786. DOI:10.1063/1.1931206
7. Claasen T.A.C.M., Meulenbrauker 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.
8. Bertrand J., Bertrand P. Affine Time-Frequency Distributions // In Time-frequency signal analysis – methods and applications. Chapter 5. Melbourne: Longman Cheshire, 1992. PP. 118–140.

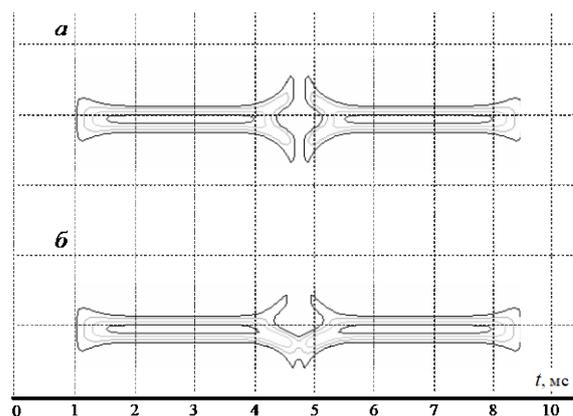


Рис. 14. Псевдораспределение Вигнера гармонического сигнала при смене фазы на  $\pi$  (а) и при сдвиге фазы на  $3\pi/4$  (б)

#### Заключение

Результаты исследования возможностей известных подходов к вторичной обработке матриц совместного представления сигнальной энергии в частотно-временном и масштабно-временном пространствах позволяют по-новому взглянуть на генезис методологии теории билинейных распределений от простейших спектрограмм до многомерных псевдо-сглаженных форм и их маргинальных структур высоких моментов.

При этом рассмотренные методы не закрывают границы указанной теории, а лишь определяют возможные направления ее развития. Очевидно, что не все они в равной степени адаптированы к решению практических задач. Однако их аналитика может рассматриваться как основа для разработки научно-методического аппарата исследования тонкой структуры энергетических процессов.

Таким образом, можно заключить, что методы теории билинейных распределений продолжают совершенствоваться, открывая новые возможности для дальнейшего их приложения к практическим задачам [22, 25–30, 34, 40–42].

9. Bertrand J., Bertrand P. A class of affine Wigner functions with extended covariance properties // *Journal of Mathematical Physics*. 1992. Vol. 33. Iss. 7. DOI:10.1063/1.529570
10. Flandrin P. *Time-Frequency / Time-Scale Analysis*. San Diego: Academic Press, 1999 (translated by Stöckler from the French editions, Temps-frequency. Paris: Hermes, 1993).
11. Flandrin P., Gonsalves P. Geometry of affine distributions // *Proceedings of IEEE-SP International Symposium on Time-Frequency and Time-Scale Analysis (Philadelphia, USA, 25–28 October 1994)*. Piscataway, NJ: IEEE, 1994. PP. 80–83. DOI:10.1109/TFSA.1994.467359
12. Baraniuk R.G. Covariant Time-Frequency Representations through Unitary Equivalence // *IEEE Signal Processing Letters*. 1996. Vol. 3. Iss. 3. PP. 79–81. DOI:10.1109/97.481161
13. 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
14. Gonsalves P., Baraniuk R.G. A Pseudo-Bertrand Distribution for Time-Scale Analysis // *IEEE Signal Processing Letters*. 1996. Vol. 3. Iss. 3. PP. 82–84. DOI:10.1109/97.481162
15. Cohen L. Time-Frequency Distribution – a Review // *Proceedings of the IEEE*. 1989. Vol. 77. Iss. 7. PP. 941–981. DOI:10.1109/5.30749
16. Boashash B. *Time-Frequency Signal Analysis* // In *Advances in Spectrum Estimation and Array Processing*. N. J.: Prentice Hall, 1990. PP. 418–517.
17. Hlawatsch F., Krattenthaler W. Bilinear signal synthesis // *IEEE Transactions on Signal Processing*. 1992. Vol. 40. Iss. 2. PP. 352–363. DOI:10.1109/78.124945
18. Cohen L. The scale representation // *IEEE Transactions on Signal Processing*. 1993. Vol. 41. Iss. 12. PP. 3275–3292. DOI:10.1109/78.258073
19. Cohen L. *Time-Frequency Analysis*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1995. 299 p.
20. Дворников С.В. Теоретические основы синтеза частотно-временных представлений класса Коэна // *Информация и космос*. 2008. № 3. С. 16–24.
21. Дворников С.В., Кудрявцев А.М. Теоретические основы частотно-временного анализа кратковременных сигналов: монография. СПб.: ВАС, 2010. 240 с.
22. 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.
23. Алексеев А.А., Кириллов А.Б. Технический анализ сигналов и распознавание радиоизлучений. СПб.: ВАС, 1998. 368 с.
24. Дворников С.В. Проблема поиска сигналов источников информации при радиомониторинге // *Мобильные системы*. 2007. № 4. С. 33–35.
25. 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.
26. Дворников С.В., Яхеев А.Ф. Метод измерения параметров кратковременных сигналов на основе распределения Алексеева // *Информация и космос*. 2011. № 1. С. 66–74.
27. 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.
28. 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.
29. Яхеев А.Ф., Дворников С.В. Измерение параметров сигналов на основе оптимизации формы распределения Алексеева // *Наукоемкие технологии*. 2009. Т. 10. № 1. С. 25–28.
30. Дворников С.В. Демодуляция сигналов на основе обработки их модифицированных частотно-временных распределений // *Цифровая обработка сигналов*. 2009. № 2. С. 7–11.
31. 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.
32. Дворников С.В., Дворников С.С., Спиринов А.М. Синтез манипулированных сигналов на основе вейвлет-функций // *Информационные технологии*. 2013. № 12. С. 52–55.
33. 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.
34. 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.
35. Auger F., Flandrin P. The why and how of time-frequency reassignment // *Proceedings of IEEE International Symposium on Time-Frequency and Time-Scale Analysis (Philadelphia, USA, 25–28 October 1994)*. Piscataway, NJ: IEEE, 1994. PP. 197–200. DOI:10.1109/TFSA.1994.467259
36. Auger F. Time-frequency reassignment. 2001. URL: <http://perso.ens-lyon.fr/patrick.flandrin/fapfecm.pdf> (дата обращения 21.01.2019)
37. Kodera K., de Villedary C., Gendrin R. A new method for the numerical analysis of non-stationary signals // *Physics of the Earth and Planetary Interiors*. 1976. Vol. 12. Iss. 2–3. PP. 142–150. DOI:10.1016/0031-9201(76)90044-3
38. Дворников С.В., Устинов А.А., Пшеничников А.В., Борисов В.В., Москалец А.Г., Бурькин Д.А. Демодуляция сигналов ОФТ на основе адаптивного порога // *Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения*. 2013. № 2. С. 90–97.
39. Friedman D. Instantaneous-frequency distribution vs. time: An interpretation of the phase structure of speech // *Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP, Tampa, USA, 26–29 April 1985)*. Piscataway, NJ: IEEE, 1985. PP. 1121–1124. DOI:10.1109/ICASSP.1985.1168461
40. Дворников С.В., Дворников А.С., Желнин С.Р., Оков И.Н., Сауков А.М., Симонов А.Н., Яхеев А.Ф. Способ распознавания радиосигналов. Патент на изобретение RUS 2356064 от 24.04.2007. Опубл. 20.05.2009. Бюл. 14. 16 с.

41. Аладинский В.А., Дворников С.В., Сауков А.М., Симонов А.Н. Способ распознавания радиосигналов. Патент на изобретение RU 2261476 от 26.01.2004. Оpubл. 27.09.2005. Бюл. 27. 15 с.

42. Дворников С.В., Пшеничников А.В., Манаенко С.С., Бурькин Д.А., Кузнецов Д.А. Теоретические положения повышения помехоустойчивости сигнально-кодовых конструкций квадратурных сигналов // Информация и космос. 2015. № 3. С. 13-16.

\* \* \*

# METHODOLOGY OF IMPROVING FORMS OF REPRESENTATION OF JOINT DISTRIBUTIONS IN THE TIME-FREQUENCY SPACE (continued review)

S. Dvornikov<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Telecommunications Military Academy,  
St. Petersburg, 194064, Russian Federation

## Article info

Article in Russian

**For citation:** 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>

**Abstract:** A review of various approaches to improving the joint forms of representing the energy distribution of signals with a complex structure in the time-frequency space is presented. Including on the basis of the use of reassignment procedures, based on the results of secondary processing of marginal forms of joint distributions and their functions of high-order moment moments. The advantages and limitations of these approaches are shown.

**Keywords:** time-frequency distributions, marginal distributions, affine class distributions, methods of secondary processing of joint distributions.

## References

1. Dvornikov S.V. *Teoreticheskie osnovy sinteza bilineynykh raspredelenii* [Theoretical Basis for the Synthesis of Bilinear Distributions]. St. Petersburg: Izdatelstvo Politekhnicheskogo universiteta Publ.; 2007. 268 p. (in Russ.)
2. 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>
3. 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>
4. 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>
5. 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>
6. Cohen L. Generalized Phase-Space Distribution Functions. *Journal of Mathematical Physics*. 1966;7(5):781–786. Available from: <https://doi.org/10.1063/1.1931206>
7. Claasen T.A.C.M., Meulenbrauker 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.
8. Bertrand J., Bertrand P. Affine Time-Frequency Distributions. In: Boashash B. (eds.) *Time-frequency signal analysis – methods and applications. Chapter 5*. Melbourne: Longman Cheshire; 1992. p.118–140.
9. Bertrand J., Bertrand P. A class of affine Wigner functions with extended covariance properties. *Journal of Mathematical Physics*. 1992;33(7). (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.1063/1.529570>
10. 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)
11. Flandrin P., Gonsalves P. Geometry of affine distributions. *Proceedings of IEEE-SP International Symposium on Time-Frequency and Time-Scale Analysis, 25–28 October 1994, Philadelphia, PA, USA*. Piscataway, NJ: IEEE; 1994. p.80–83. Available from: <https://doi.org/10.1109/TFSA.1994.467359>
12. Baraniuk R.G. Covariant Time-Frequency Representations through Unitary Equivalence. *IEEE Signal Processing Letters*. 1996;3(3):79–81. Available from: <https://doi.org/10.1109/97.481161>

13. 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>
14. Gonsalves P., Baraniuk R.G. A pseudo-Bertrand distribution for time-scale analysis. *IEEE Signal Processing Letters*. 1996;3(3):82–84. Available from: <https://doi.org/10.1109/97.481162>
15. 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>
16. Boashash B. Time-Frequency Signal Analysis. In: Haykin S. (eds.) *Advances in Spectrum Estimation and Array Processing*. N. J., USA: Prentice Hall; 1990. p.418–517.
17. 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>
18. Cohen L. The scale representation. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 1993;41(12):3275–3292. Available from: <https://doi.org/10.1109/78.258073>
19. Cohen L. *Time-Frequency Analysis*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall; 1995. 299 p.
20. 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.)
21. 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: Telecommunications Military Academy Publ.; 2010. 240 p. (in Russ.)
22. Dvornikov S.V., Alekseeva T.E. Raspredelenie Alekseeva i ego primeneniye 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.)
23. 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.)
24. Dvornikov S.V. Searching of information sources in radio-monitoring. *Mobilnye sistemy*. 2007;4:33–35. (in Russ.)
25. Dvornikov S.V., Borodin E.I., Madzhar K., Makhluif I.K. Chastotno-vremennoe otsenivaniye parametrov signalov na osnove 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.)
26. 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.)
27. Dvornikov S.V., Zheleznyak V.K., Khranov 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 Priboroostroenie (Scientific Instrumentation)*. 2006;16(1):107–115. (in Russ.)
28. 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.)
29. 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.)
30. Dvornikov S.V. Demodulatsiia 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.)
31. Dvornikov S.V., Saukov A.M. Modification of time-frequency descriptions of non-stationary processes Based on Exponential and Power functions. *Nauchnoe Priboroostroenie (Scientific Instrumentation)*. 2004;14(3):76–85. (in Russ.)
32. 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.)
33. Dvornikov S.V. Theory of analytic signal presentation by functions of signal envelope and total phase. *Nauchnoe Priboroostroenie (Scientific Instrumentation)*. 2006;16(4):106–111. (in Russ.)
34. Dvornikov S.V., Zhelnin S.R., Medvedev M.V. Metod formirovaniia priznakov raspoznavaniia signalov diapazona dekametrovykh voln po ikh veivlet-koeffitsientam rasschitaniyam 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.)
35. Auger F., Flandrin P. The why and how of time-frequency reassignment. *Proceedings of IEEE-SP International Symposium on Time-Frequency and Time-Scale Analysis, 25–28 October, 1994, Philadelphia, USA*. Piscataway, NJ: IEEE; 1994. p.197–200. Available from: <https://doi.org/10.1109/TFSA.1994.467259>
36. Auger F. Time-frequency reassignment. 2001. Available from: <http://perso.ens-lyon.fr/patrick.flandrin/fapfecm.pdf> [Accessed 21st January 2019]
37. Kodera K., de Villedary C., Gendrin R. A new method for the numerical analysis of non-stationary signals. *Physics of the Earth and Planetary Interiors*. 1976;2(2–3):142–150. Available from: [https://doi.org/10.1016/0031-9201\(76\)90044-3](https://doi.org/10.1016/0031-9201(76)90044-3)
38. Dvornikov S.V., Ustinov A.A., Pshenichnikov A.V., Borisov V.V., Moskalets A.G., Burykin D.A. Demodulation of PSK signals based on adaptive threshold. *Voprosy radioelektroniki. Seriya: Tekhnika televideniia*. 2013;2:90–97. (in Russ.)
39. Friedman D. Instantaneous-frequency distribution vs. time: An interpretation of the phase structure of speech. *Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP, 26–29 April 1985, Tampa, USA*. Piscataway, NJ: IEEE; 1985. p.121–1124. DOI:10.1109/ICASSP.1985.1168461
40. Dvornikov S.V., Dvornikov A.S., Zhelnin S.R., Okov I.N., Saukov A.M., Simonov A.N., et al. *Sposob raspoznavaniia radiosignalov*. [Method of Recognition of Radio Signals]. Patent RF, no. 2356064, 24.04.2007. (in Russ.)
41. Aladinskiy V.A., Dvornikov S.V., Saukov A.M., Simonov A.N. *Sposob raspoznavaniia radiosignalov* [Method of Recognition of Radio Signals]. Patent RF, no. 2261476, 26.01.2004. (in Russ.)
42. Dvornikov S.V., Pshenichnicov A.V., Manaenko S.S., Burikin D.A., Kuznetsov D.A. Teoreticheskie polozeniia povyshe-niia pomekhoustoichivosti signalno-kodovykh konstruksii 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.)

# МНОГОКЛАССОВАЯ КЛАССИФИКАЦИЯ СЕТЕВЫХ АТАК НА ИНФОРМАЦИОННЫЕ РЕСУРСЫ МЕТОДАМИ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ

М.А. Кажемский<sup>1</sup>, О.И. Шелухин<sup>1\*</sup>

<sup>1</sup>Московский технический университет связи и информатики,  
Москва, 111024, Российская Федерация

\*Адрес для переписки: sheluhin@mail.ru

## Информация о статье

УДК 004.732.056

Язык статьи – русский

**Ссылка для цитирования:** Кажемский М.А., Шелухин О.И. Многоклассовая классификация сетевых атак на информационные ресурсы методами машинного обучения // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 1. С. 107–115. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-1-107-115

**Аннотация:** Рассматривается классификация атак на информационные ресурсы с помощью классических алгоритмов машинного обучения: *k*-ближайших соседей, множественная логистическая регрессия, «наивный» Байес, опорных векторов, а также с помощью ансамблевых методов: дерево решения, «случайный лес» и Ada Boost. Исследование проводилось на наборе данных NSL-KDD с использованием библиотек языка программирования Python: *scikit-learn*, *pandas* и *jupyter notebook*. Произведена подготовка данных для исследования, а также подобраны оптимальные параметры алгоритмов машинного обучения. Все поля в исследуемом наборе были помечены пятью классами, которые соответствуют четырем категориям атак (DoS, U2R, R2L, Probe) и нормальному трафику (*normal*). Произведен сравнительный анализ результатов классификации каждого алгоритма по разным метрикам оценки. Сделан вывод о том, что все исследуемые алгоритмы показали недостаточную эффективность в условиях несбалансированности данных. Предложено произвести дополнительные действия над исходным набором для качественной классификации. Наилучшие результаты продемонстрировал алгоритм «случайный лес».

**Ключевые слова:** многоклассовая классификация, машинное обучение, сетевые атаки, классические алгоритмы, ансамблевые методы, *scikit-learn*, NSL-KDD.

## Постановка задачи

В настоящее время в связи с повсеместным развитием и внедрением информационных систем на предприятиях, растет и число возможных уязвимостей в них. Каждый известный тип уязвимости требует определенной последовательности действий от сотрудников, занимающихся безопасностью на предприятии, поэтому важным этапом в противодействии различным угрозам информационной безопасности является именно ее правильная классификация.

Современные системы обнаружения вторжений (СОВ) хорошо справляются с этими задачами [1, 2]. Вместе с тем наиболее эффективные СОВ являются сложными аппаратно-программными комплексами. Так, например, сетевые СОВ для обнаружения аномалий и последующей классификации часто используют накопление статистических дан-

ных и технологию DPI (от англ. Deep Packet Inspection – проверка и фильтрация сетевых пакетов по их содержимому), что требует серьезных вычислительных мощностей для анализа трафика.

Вместе с тем широкое распространение в выявлении и классификации аномального поведения в информационных системах получили алгоритмы машинного обучения, способные самообучаться и противостоять новому типу угроз. Многие алгоритмы машинного обучения могут работать достаточно быстро при небольших вычислительных мощностях.

**Целью статьи** является исследование эффективности многоклассовой классификации сетевых атак на информационные ресурсы с помощью наиболее распространенных алгоритмов машинного обучения.

### Предшествующие работы

Большое количество исследований по классификации сетевого трафика проводилось на наборах данных KDD'99 и его модификации NSL-KDD (2014).

В работе [3] приведен обзор актуальных работ, в которых рассматривается классификация трафика на наборе NSL-KDD.

В работах [4–7, 8–9] проводится оценка классификации алгоритмов «наивный» Байес, дерево решений, «случайный лес» и метод опорных векторов. Но при этом ни в одной из проанализированных работ не рассматривается алгоритм *логистическая регрессия*, хотя в настоящей статье именно данный алгоритм показал достаточно высокое качество классификации.

В работах, где проводится сравнительный анализ алгоритмов классификации, в основном руководствуются лишь одной метрикой оценки качества, что на несбалансированных данных может быть не так показательно. Лишь в работе [6] приведен анализ *ROC-кривых*.

В работах [6, 9] оценивается ансамблевый алгоритм «случайный лес», но при этом, в этих работах не рассматриваются другие ансамблевые методы классификации.

В работе [5] показано, что лучшие параметры качества алгоритмов достигаются при отборе всех признаков для обучения моделей.

В отличие от представленных работ, в настоящей работе проведен более комплексный анализ алгоритмов классификации.

### 1. Описание набора данных

Исследование проводилось на наборе данных NSL-KDD (2014), являющемся модернизированной частью KDD n/'99 [10]. Каждая запись в базе KDD представляет собой образ сетевого соединения и включает **41 информационный признак** – индивидуальное измеримое свойство или характеристику наблюдаемого явления [11, 12] – и промаркирована как «атака» или «не атака».

В исследуемом наборе атаки делятся на четыре основные категории:

**DoS** (от англ. Denial of Service) – отказ в обслуживании; характерна генерация большого объема трафика, что приводит к перегрузке и блокированию сервера;

**U2R** (от англ. User to Root) – получение зарегистрированным пользователем привилегий локального суперпользователя (администратора);

**R2L** (от англ. Remote to Local) – получение доступа незарегистрированного пользователя к компьютеру со стороны удаленной машины;

**Probe** – сканирование системы на наличие уязвимостей с целью их дальнейшей эксплуатации для получения доступа к системе.

В наборе данных каждая запись промаркирована, и, если эта запись соответствует вредоносному трафику, ей присваивается определенный тип атаки. Всего представлено 22 основных типа атак, 18 дополнительных типов (не указанных в документации), нормальный и неизвестный трафик. Всего **42** различные метки каждой записи. Каждая запись включает в себя поля, информационные признаки, описанные в таблице 1 [10]. Если обозначить каждую метку записи как класс, то каждый признак можно назвать *атрибутом* этого класса.

ТАБЛИЦА 1. Описание полей набора данных NSL-KDD

№	Поле	Описание
<i>Данные TCP-соединения</i>		
1.	duration	Продолжительность сессии, с
2.	protocol_type	Тип протокола (TCP, UDP и т. д.)
3.	service	Удаленный сервис (http, telnet и т. д.)
4.	flag	Статус соединения (normal или error)
5.	src_bytes	Количество исходящих байт (источник -> назначение)
6.	dst_bytes	Количество входящих байт (назначение -> источник)
7.	land	1, если подключен с того же хоста/порта, по умолчанию – 0
8.	wrong_fragment	Количество «неправильных» пакетов
9.	urgent	Количество срочных пакетов
<i>Данные домена</i>		
10.	hot	Количество «hot» индикаторов
11.	num_failed_logins	Количество неудачных авторизаций
12.	logged_in	1 при успешной авторизации, 0 – по умолчанию
13.	num_compromised	Количество «скомпрометированных» условий
14.	root_shell	1, если вход выполнен под root, 0 – по умолчанию
15.	su_attempted	1, если была попытка входа под root, 0 – по умолчанию
16.	num_root	Количество доступов суперпользователя
17.	num_file_creations	Количество операций по созданию файла
18.	num_shells	Количество сессий терминала
19.	num_access_files	Количество операций по доступу к файлам
20.	num_outbound_cmds	Количество исходящих команд в ftp-сессии
21.	is_host_login	1, если логин в списке «hosts», 0 – по умолчанию
22.	is_guest_login	1, если логин гостевой, 0 – по умолчанию
<i>Данные, посчитанные в 2-х секундном окне</i>		
23.	count	Количество подключений на один хост в рамках текущей сессии за последние 2 секунды
24.	srv_count	Количество подключений к одному сервису в рамках текущей сессии за последние 2 секунды

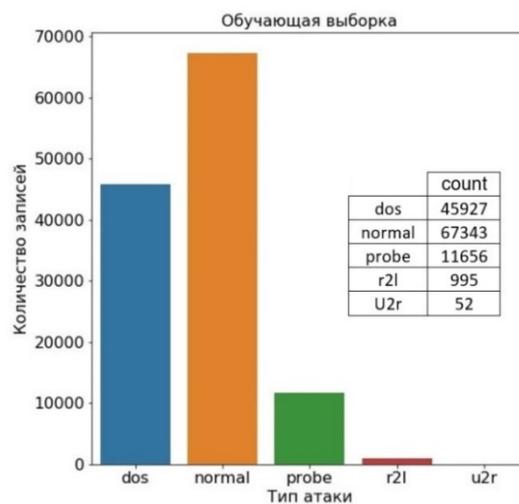
№	Поле	Описание
25.	serror_rate	% от подключений с «SYN» ошибкой
26.	srv_serror_rate	% от подключений с «SYN» ошибкой при подключении на один сервис
27.	rerror_rate	% от подключений с «REJ» ошибкой
28.	srv_rerror_rate	% от подключений с «REJ» ошибкой при подключении на один сервис
29.	same_srv_rate	% от подключения к одному и тому же сервису
30.	diff_srv_rate	% от подключения к разным сервисам
31.	srv_diff_host_rate	% от подключения к разным хостам
<i>Данные, посчитанные в 100-секундном окне</i>		
32.	dst_host_count	Количество подключений на один хост в рамках текущей сессии за последние 100 секунд
33.	dst_host_srv_count	Количество подключений на один сервис в рамках текущей сессии за последние 100 секунд
34.	dst_host_same_srv_rate	% от подключения к одному и тому же сервису
35.	dst_host_diff_srv_rate	% от подключения к разным сервисам
36.	dst_host_same_src_port_rate	% от подключения с одного и того же порта источника
37.	dst_host_srv_diff_host_rate	% от подключения к одному и тому же хосту
38.	dst_host_serror_rate	% от подключений с «SYN» ошибкой
39.	dst_host_srv_serror_rate	% от подключений с «SYN» ошибкой при подключении на один сервис
40.	dst_host_rerror_rate	% от подключений с «REJ» ошибкой
41.	dst_host_srv_rerror_rate	% от подключений с «REJ» ошибкой при подключении на один сервис

## 2. Подготовка данных

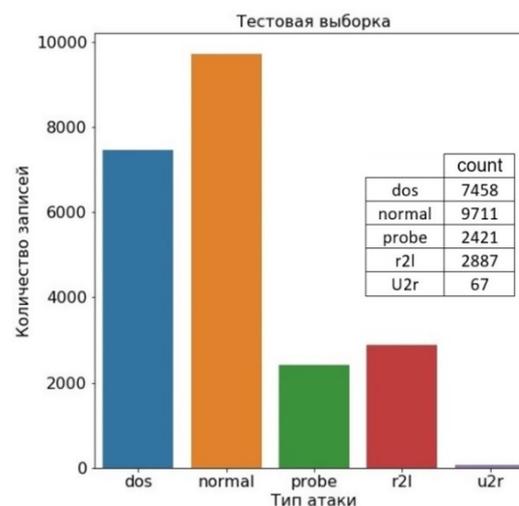
Поскольку многие алгоритмы машинного обучения работают только с числовыми признаками, поля с **символьным** типом, а именно: *protocol type, service, flag* – были преобразованы к **числовому** типу (каждому уникальному значению каждого поля было сопоставлено целое число).

Если каждую возможную метку записи представить как класс, то получится **42** возможных класса, что даст слишком большую вариацию, поэтому **40** меток атак были преобразованы к их категориям, **нормальный** трафик был оставлен без изменений, а **неизвестный** был исключен из-за отсутствия записей с данной меткой в наборе. Таким образом в результате преобразования все поля были промаркированы **пятью** классами.

В NSL-KDD данные разбиты на обучающую (125 973 записи) и тестовую (22 544 записи) выборки, и классы в них распределены так, как это показано на рисунке 1.



а)



б)

Рис. 1. Распределение классов в обучающей (а) и тестовой (б) выборках

Как видно из рисунка 1, классы в наборе данных NSL-KDD не сбалансированы, т. е. количество записей с классом «normal» и «dos» в несколько раз превосходит количество записей по другим классам. Это может в дальнейшем с большой вероятностью привести к «недообучению» алгоритмов и, следовательно, к ошибочной классификации редких категорий атак.

Некоторые алгоритмы машинного обучения работают со всеми признаками как с одним вектором, а поскольку значения признаков неоднородны, это может привести к некорректности вычислений [13–15]. Для устранения этого недостатка использована **нормализация** набора данных в интервале от 0 до 1 по принципу мини-макс в соответствии с формулой:

$$x' = \frac{x - \min(X)}{\max(X) - \min(X)}, \quad (1)$$

где  $\min(X)$  и  $\max(X)$  – минимальное и максимальное значение поля из всего набора данных.

### Алгоритмы классификации

Для классификации рассматриваемого набора данных NSL-KDD были использованы следующие алгоритмы машинного обучения.

1) «Классические» алгоритмы машинного обучения, для которых использовался *нормализованный* набор данных:

– **Метод  $k$ -ближайших соседей** ( $k$ -Nearest Neighbors, neighbors); параметром алгоритма было выбрано число соседей  $k = 6$ ;

– **Множественная логистическая регрессия** (Logistic Regression, regression); для решения уравнения логистической регрессии использовался алгоритм SAGA [14–16];

– **Мультиномиальный «наивный» Байес** (Multinomial Naive Bayes, nb);

– **Метод опорных векторов** (Support Vector Machines, SVM, svc); для исследуемого набора данных применялось ядро *радиальной базисной функции* ( $k(x, x') = e^{-\gamma \|x - x'\|^2}$ ) с параметром  $\gamma = 2$ .

2) Ансамблевые методы, для которых нормализация не требуется из-за того, что основой алгоритмов является дерево решений:

– **Дерево решений** (Decision Tree Classifier, dtc); в качестве оценочной функции использовался коэффициент неопределенности Gini; в ходе эмпирического анализа было выяснено, что наилучший результат алгоритма достигается при *количестве признаков* – 28 и *глубине дерева* – 23;

– **«Случайный лес»** (Random Forest); наилучший результат для рассматриваемого набора данных был получен при разбишке данных на 100 подвыборок;

– **Ada Boost**; наилучший результат для рассматриваемого набора данных был получен при разбишке данных на 1000 подвыборок.

### Метрики оценки алгоритмов классификации

В задачах машинного обучения наиболее часто используются следующие метрики для оценки эффективности построенных моделей [11]: точность (*precision*), полнота (*recall*),  $F$ -мера ( $F$ -score), ROC-кривые (*от англ.* Receiver Operating Characteristic curve – кривая ошибок), AUC-ROC и AUC-PR (*от англ.* Area Under Curve – площадь под кривой ошибок и площадь под кривой *precision-recall*) [12, 14].

После проведения классификации возможно получение четырех видов результатов: TP (*от англ.* True Positive – истинно положительный), TN (*от англ.* True Negative – истинно отрицательный), FP (*от англ.* False Positive – ложно положительный) и FN (*от англ.* False Negative – ложно отрицательный). Эти результаты можно представить в виде матрицы ошибок в таблице 2, где  $y'$  – ответ алгоритма на объекте, а  $y$  – истинная метка класса на этом объекте.

ТАБЛИЦА 2. Матрица ошибок

	$y = 1$	$y = 0$
$y' = 1$	True Positive (TP)	False Positive (FP)
$y' = 0$	False Negative (FN)	True Negative (TN)

**Точность (*precision*)** показывает долю объектов, названных классификатором положительными и при этом действительно являющимися положительными:

$$precision = \frac{TP}{TP + FP}. \quad (2)$$

**Полнота (*recall*)** показывает долю правильно помеченных положительных объектов среди всех объектов положительного класса:

$$recall = \frac{TP}{TP + FN}. \quad (3)$$

Точность чувствительна к распределению данных, в то время как полнота – нет. Полнота не отражает, сколько объектов помечены как положительные неверно, а точность не дает никакой информации о том, сколько положительных объектов помечены неправильно [11].

**$F$ -мера ( $F$ -score,  $F_\beta$ )** сочетает в себе вышеупомянутые две метрики – среднее гармоническое точности и полноты:

$$F_\beta = (1 + \beta^2) \cdot \frac{precision \cdot recall}{\beta^2 \cdot precision + recall}, \quad (4)$$

где  $\beta$  – принимает значения в диапазоне  $0 < \beta < 1$ , если приоритет отдается точности, и  $\beta > 1$ , если приоритет отдается полноте.

$F$ -мера достигает максимума при полноте и точности, равными единице, и близка к нулю, если один из аргументов близок к нулю.

**ROC-кривая или кривая ошибок** – график, позволяющий оценить качество классификации, который отображает соотношение между *чувствительностью* ( $TPR$ , True Positive Rate) алгоритма и долей из объектов отрицательного класса, которые алгоритм предсказал неверно ( $FPR$ , False Positive Rate) при варьировании порога решающего правила:

$$FPR = \frac{FP}{FP + TN}. \quad (5)$$

Количественную интерпретацию ROC-кривой дает **показатель AUC-ROC**. В идеальном случае, когда классификатор не делает ошибок ( $FPR = 0$ ,  $TPR = 1$ ), получается площадь под кривой, равная 1; если классификатор «гадает», то AUC-ROC будет стремиться к 0,5, так как классификатор будет выдавать одинаковое количество TP и FP. Площадь под кривой в этом случае показывает качество алгоритма (больше – лучше); кроме этого, важной является крутизна самой кривой (желательно максимизировать  $TPR$ , минимизируя  $FPR$ ), а значит, она в идеале должна стремиться к точке (0,1) [14].

Критерий AUC-ROC устойчив к несбалансированным классам и может быть интерпретирован как вероятность того, что случайно выбранный положительный объект будет ранжирован классификатором выше (будет иметь более высокую вероятность быть положительным), чем случайно выбранный отрицательный объект [14].

Помимо ROC-кривой существует PR-кривая (*от англ. Precision-Recall Curve*), показывающая отношение *точности* (2) от *полноты* (3). Соответственно, количественный показатель в данном случае такой же – площадь по кривой – **AUC-PR** (больше – лучше). В идеальном случае кривая должна стремиться к точке (1,1), где классификатор получает только истинно положительные результаты, без отрицательных. PR-анализ также применяется на несбалансированных данных.

### 3. Оценка алгоритмов классификации

На рисунке 2 показаны матрицы ошибок для каждого из рассматриваемых алгоритмов машинного обучения. Они показывают количество меток, присвоенных алгоритмом (Predicted label), и их соответствие истинным меткам (True label). Значения в матрице ошибок нормализованы относительно количества записей каждого класса.

Из них следует, что большинством достаточно хорошо классифицируются классы *dos*, *normal* и *probe*, а классы *r2l* и *u2r* чаще всего классифицируются как *normal*. Последнее является следствием несбалансированности (недостаточности) обучающих данных. Лучшие характеристики для верного определения этих двух классов показал алгоритм *Ada Boost* (рисунок 2ж), где при обучении идет работа над исправлением неверно классифицированных данных. По главной диагонали отображается значение метрики *полнота*.

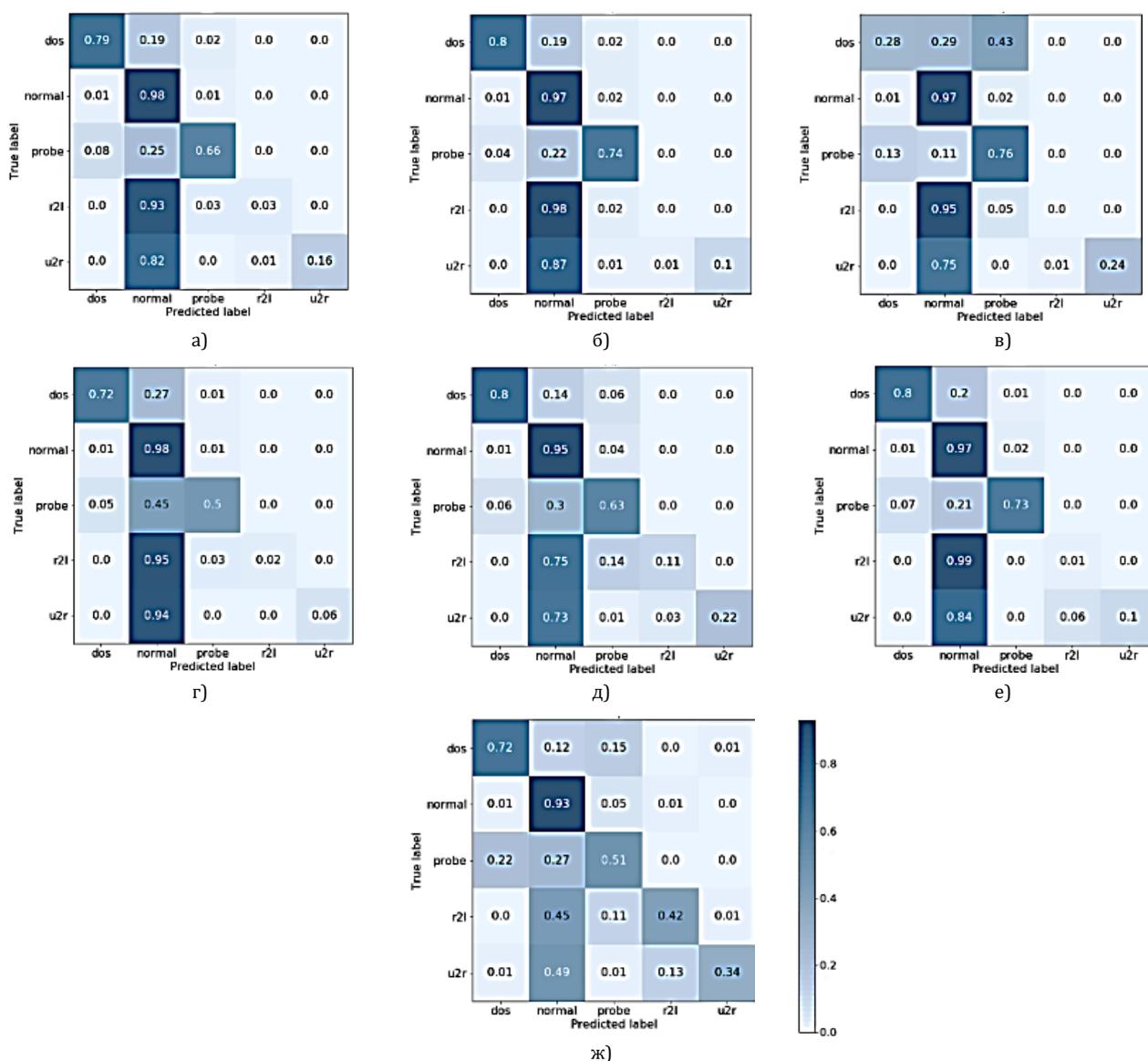


Рис. 2. Матрицы ошибок для алгоритмов: а) метод *k*-ближайших соседей; б) множественная логистическая регрессия; в) мультиномиальный «наивный» Байес; г) метод опорных векторов; д) дерево решений; е) «случайный лес»; ж) *Ada Boost*

Из анализа таблиц 3–6 можно сделать вывод о том, что хорошо определяются классы *dos*, *normal* и *probe*, а классы *r2l* и *u2r* – плохо. Основываясь на метрике *F-score*, можно сделать вывод о том, что алгоритмы *логистическая регрессия* и «случайный лес» хорошо определяют классы *dos*, *normal* и *probe*, а алгоритм *Ada Boost* может сбалансировать результат при несбалансированных данных.

ТАБЛИЦА 3. Значение метрики *precision*

Алгоритмы\Классы	<i>dos</i>	<i>normal</i>	<i>probe</i>	<i>r2l</i>	<i>u2r</i>
<i>k</i> -ближайших соседей	0,96	0,66	0,81	0,93	0,79
Логистическая регрессия	<b>0,97</b>	0,66	0,83	0,50	<b>0,88</b>
«Наивный» Байес	0,85	0,64	0,34	0,44	0,67
Метод опорных векторов	<b>0,97</b>	0,62	0,80	0,95	0,80
Дерево решений	0,96	0,70	0,56	<b>0,97</b>	0,58
«Случайный лес»	0,96	0,67	<b>0,86</b>	0,96	0,75
Ada Boost	0,89	<b>0,76</b>	0,40	0,92	0,17

ТАБЛИЦА 4. Значение метрики *recall*

Алгоритмы\Классы	<i>dos</i>	<i>normal</i>	<i>probe</i>	<i>r2l</i>	<i>u2r</i>
<i>k</i> -ближайших соседей	0,79	<b>0,98</b>	0,66	0,03	0,16
Логистическая регрессия	0,80	0,97	0,74	0	0,1
«Наивный» Байес	0,28	0,97	<b>0,76</b>	0	0,24
Метод опорных векторов	0,72	<b>0,98</b>	0,5	0,02	0,06
Дерево решений	0,80	0,95	0,63	0,11	0,22
«Случайный лес»	<b>0,82</b>	0,97	0,72	0,03	0,09
Ada Boost	0,71	0,93	0,54	<b>0,43</b>	<b>0,34</b>

ТАБЛИЦА 5. Значение метрики *F-score*

Алгоритмы\Классы	<i>dos</i>	<i>normal</i>	<i>probe</i>	<i>r2l</i>	<i>u2r</i>
<i>k</i> -ближайших соседей	0,87	0,79	0,73	0,07	0,27
Логистическая регрессия	<b>0,88</b>	0,79	<b>0,78</b>	0,01	0,19
«Наивный» Байес	0,42	0,77	0,47	0	<b>0,35</b>
Метод опорных векторов	0,83	0,76	0,61	0,04	0,11
Дерево решений	0,87	0,81	0,59	0,2	0,32
«Случайный лес»	<b>0,88</b>	0,79	<b>0,78</b>	0,08	0,16
Ada Boost	0,71	<b>0,84</b>	0,46	<b>0,46</b>	0,23

ТАБЛИЦА 6. Среднее взвешенное значение метрик

Алгоритмы\Метрики	<i>precision</i>	<i>recall</i>	<i>F-score</i>
<i>k</i> -ближайших соседей	<b>0,81</b>	0,76	0,71
Логистическая регрессия	0,76	0,76	0,71
«Наивный» Байес	0,65	0,59	0,52
Метод опорных векторов	0,8	0,72	0,67
Дерево решений	0,8	0,76	0,73
«Случайный лес»	<b>0,81</b>	<b>0,77</b>	0,72
AdaBoost	0,78	0,75	<b>0,75</b>

После расчета метрик AUC-ROC и AUC-PR для сравнительного анализа кривых было оставлено четыре алгоритма, которые показали лучшие значения для этих метрик: *k*-ближайших соседей, логистическая регрессия, метод опорных векторов и «случайный лес».

Из зависимостей метрики AUC-ROC, представленных на рисунке 3 и в таблице 7, следует, что лучше всего себя показали алгоритмы «случайный лес», метод опорных векторов и логистическая регрессия. При этом «случайный лес» дал схожие с методом опорных векторов параметры. Тем не менее метрика AUC-ROC показывает, что эти алгоритмы хорошо определяют классы *r2l* и *u2r*, что, однако, не соответствует матрице ошибок на рисунке 2, а также значениям метрик *precision*, *recall* и *F-score* в таблицах 3–5, и обусловлено несбалансированностью классов.

ТАБЛИЦА 7. Значения AUC-ROC для всех алгоритмов машинного обучения

Алгоритмы\Классы	<i>dos</i>	<i>normal</i>	<i>probe</i>	<i>r2l</i>	<i>u2r</i>
<i>k</i> -ближайших соседей	0,9	0,84	0,86	0,53	0,71
Логистическая регрессия	0,96	0,89	<b>0,97</b>	0,77	<b>0,96</b>
Метод опорных векторов	<b>0,97</b>	0,94	0,94	0,71	0,85
«Случайный лес»	<b>0,97</b>	<b>0,96</b>	0,96	0,72	0,89

Из зависимостей метрики PR-AUC, представленных на рисунке 4 и в таблице 8 следует, что лучше всего себя показал алгоритм «случайный лес» (см. рисунок 4г). При этом видно, что по этой метрике алгоритмы плохо справляются с определением классов *r2l* и *u2r*, что не исключается метриками *precision* и *recall*.

Из этого можно сделать вывод о том, что метрика AUC-PR лучше подходит для оценки несбалансированных данных, чем AUC-ROC.

ТАБЛИЦА 8. Значения PR-AUC для всех алгоритмов машинного обучения

Алгоритмы\Классы	<i>dos</i>	<i>normal</i>	<i>probe</i>	<i>r2l</i>	<i>u2r</i>
<i>k</i> -ближайших соседей	0,85	0,705	0,628	0,175	0,242
Логистическая регрессия	0,931	0,83	<b>0,834</b>	0,363	0,38
Метод опорных векторов	<b>0,952</b>	0,9	0,781	0,313	0,209
«Случайный лес»	0,944	<b>0,94</b>	0,798	<b>0,475</b>	<b>0,461</b>

## Выводы

Из анализа представленных данных можно сделать вывод, что из-за несбалансированности обучающих данных алгоритмы машинного обучения показали себя плохо на исследуемом наборе. Для решения этой проблемы требуется сбалансировать классы, например, путем дублирования или перейти к бинарной классификации – «нормальный» vs «не нормальный».

Однако если рассмотреть определение сбалансированных классов (*dos*, *normal* и *probe*), то лучше всего себя показали алгоритмы «случайный лес», метод опорных векторов и логистическая регрессия. При схожих выходных характеристиках, метод опорных векторов и регрессия требуют подготовки входных данных, в частности нормализации, тогда как случайный лес этого не предполагает.

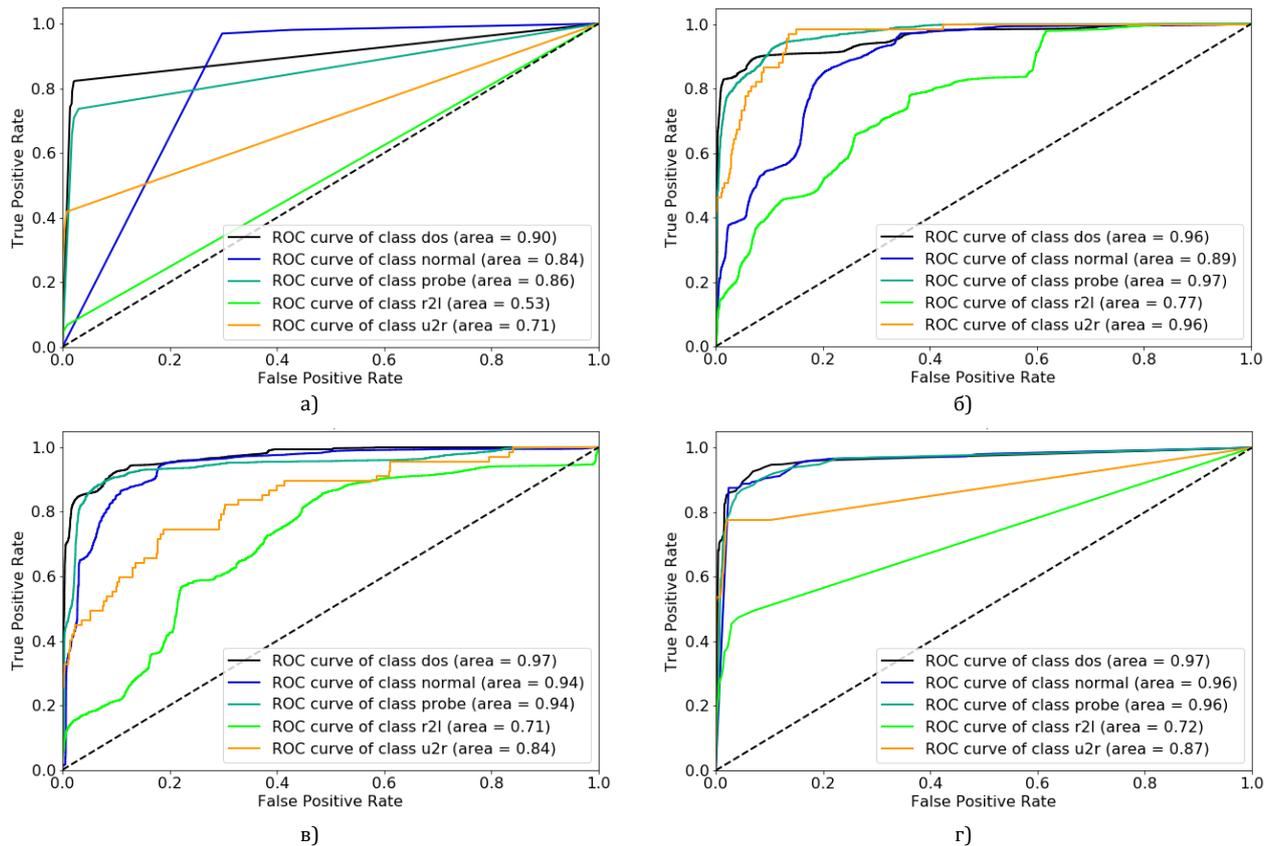


Рис. 3. ROC-кривые и ROC-AUC для алгоритмов: а) метод  $k$ -ближайших соседей; б) множественная логистическая регрессия; в) метод опорных векторов; г) «случайный лес»

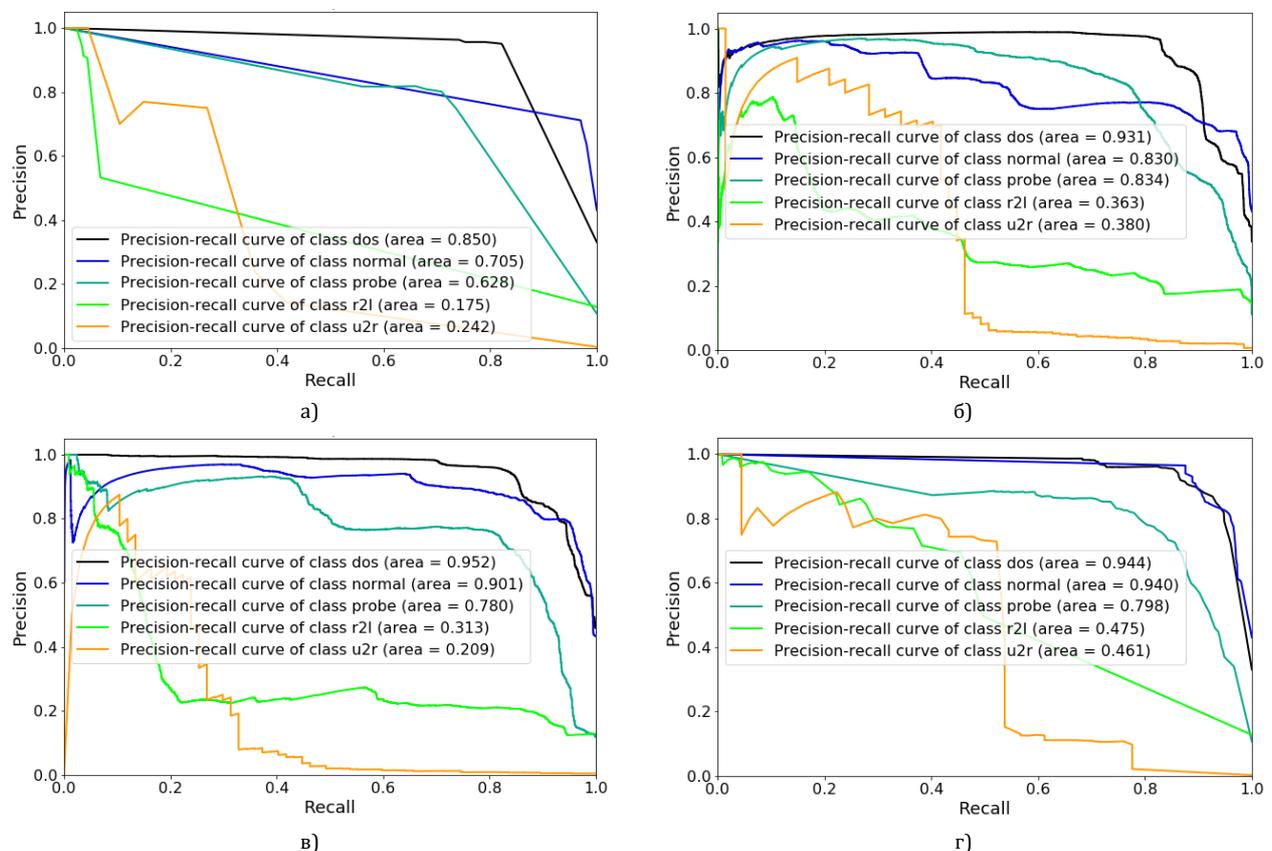


Рис. 4. PR-кривые и PR-AUC для алгоритмов: а) метод  $k$ -ближайших соседей; б) множественная логистическая регрессия; в) метод опорных векторов; г) «случайный лес»

Алгоритм «случайный лес» кратно превосходит по скорости работы метод опорных векторов, т. к. в первом в основе лежат вычислительно легкие деревья решений, и имеется возможность распараллеливать процессы подсчета, а во втором – вычислительно сложный алгоритм бинарной клас-

сификации, который сравнивает каждый класс с каждым, что сильно увеличивает время работы.

Таким образом, для многоклассовой классификации вредоносного трафика из исследованных алгоритмов машинного обучения лучше всего подходит алгоритм «случайный лес».

#### Список используемых источников

1. Шелухин О.И. Сетевые аномалии. Обнаружение, локализация, прогнозирование. М.: Горячая линия–Телеком, 2019. 448 с.
2. Шелухин О.И., Сакалема Д.Ж., Филинова А.С. Обнаружение вторжений в компьютерные сети (сетевые аномалии). М.: Горячая линия–Телеком, 2016. 220 с.
3. Thomas R., Pavithran D. A Survey of Intrusion Detection Models based on NSL-KDD Data Set // Proceedings of the 5th ICT Information Technology Trends (ITT, Dubai, United Arab Emirates, 28–29 November 2018). Piscataway, NJ: IEEE, 2018. PP. 286–291. DOI:10.1109/CTIT.2018.8649498
4. Dhanabal L., Shantharajah S.P. A Study on NSL-KDD Dataset for Intrusion Detection System Based on Classification Algorithms // International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering. 2015. Vol. 4. Iss. 6. PP. 446–452. DOI:10.17148/IJARCC.2015.4.696
5. Pervez M.S., Farid D.M. Feature selection and intrusion classification in NSL-KDD cup 99 dataset employing SVMs // Proceedings of the 8th International Conference on Software, Knowledge, Information Management and Applications (SKIMA, Dhaka, Bangladesh, 18–20 December 2014). Piscataway, NJ: IEEE, 2014. DOI:10.1109/SKIMA.2014.7083539
6. Revathi S., Malathi A. A Detailed Analysis on NSL-KDD Dataset Using Various Machine Learning Techniques for Intrusion Detection // International Journal of Engineering Research & Technology. 2013. Vol. 2. Iss. 12. PP. 1848–1853.
7. Paulauskas N., Auskalnis J. Analysis of data pre-processing influence on intrusion detection using NSL-KDD dataset // Proceedings of the Open Conference of Electrical, Electronic and Information Sciences (eStream, Vilnius, Lithuania, 27 April 2017). Piscataway, NJ: IEEE, 2017. DOI:10.1109/eStream.017.7950325
8. Meena G., Choudhary R.R. A review paper on IDS classification using KDD 99 and NSL KDD dataset in WEKA // Proceedings of the International Conference on Computer, Communications and Electronics (Comptelix, Jaipur, India, 1–2 July 2017). Piscataway, NJ: IEEE, 2017. PP. 553–558. DOI:10.1109/COMPTELIX.2017.8004032
9. Ingre B., Yadav A., Soni A.K. Decision Tree Based Intrusion Detection System for NSL-KDD Dataset // Proceedings of the International Conference on Information and Communication Technology for Intelligent Systems (ICTIS, Ahmedabad, India, 25–26 March 2017). Cham: Springer, 2017. Vol. 2. PP. 207–218. DOI:10.1007/978-3-319-63645-0\_23
10. Protic D.D. Review of KDD CUP '99, NSL-KDD and KYOTO 2006+ datasets // Vojnotehnički Glasnik. 2018. Vol. 66. Iss. 3. PP. 580–596. DOI:10.5937/vojtteh66-16670
11. Bishop C.M. Pattern Recognition and Machine Learning. Berlin: Springer, 2006.
12. Шелухин О.И., Симонян А.Г., Ванюшина А.В. Влияние структуры обучающей выборки на эффективность классификации приложений трафика методами машинного обучения // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Т. 11. № 2. С. 25–31.
13. Knowledge Discovery in Databases – обнаружение знаний в базах данных // BaseGroup Labs. Технологии анализа данных. URL: <https://basegroup.ru/community/articles/kdd> (дата обращения 04.03.2019)
14. Шелухин О.И., Ерохин С.Д., Ванюшина А.В. Классификация IP-трафика методами машинного обучения. М.: Горячая линия–Телеком, 2018. 284 с.
15. Mitchell T. Machine Learning. NY: McGraw-Hill, 1997. 414 p.
16. Defazio A., Bach F., Lacoste-Julien S. SAGA: A Fast Incremental Gradient Method With Support for Non-Strongly Convex Composite Objectives // Proceedings of the 27th International Conference on Neural Information Processing Systems (NIPS, Montreal, Canada, 08–13 December 2014). Cambridge: MIT Press, 2014. Vol. 1. PP. 1646–1654.

\* \* \*

## MULTICLASS CLASSIFICATION OF ATTACKS TO INFORMATION RESOURCES WITH MACHINE LEARNING TECHNIQUES

M. Kazhenskiy<sup>1</sup>, O. Sheluhin<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Moscow Technical University of Communication and Informatics,  
Moscow, 111024, Russian Federation

#### Article info

Article in Russian

**For citation:** Kazhemi M., Sheluhin O. Multiclass Classification of Attacks to Information Resources with Machine Learning Techniques. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(1):107–115. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-1-107-115>

**Abstract:** The article considers the classification of attacks on information resources using "classic" machine learning algorithms: k-Nearest Neighbors, Logistic Regression, Naive Bayes, Support Vectors, also ensemble methods: Decision Tree, Random Forest and Ada Boost. The research was conducted on the NSL-KDD data set using Python programming language libraries: scikit-learn, pandas and jupyter notebook. Data in the dataset were prepared for the research along with optimization of machine learning algorithm parameters. All fields in the dataset were marked with five classes, which correspond to four categories of attacks (DoS, U2R, R2L, Probe) and normal traffic (normal). A comparative analysis of the classification of each algorithm were made using different evaluation metrics. It was concluded that all the researched algorithms have shown insufficient efficiency in the conditions of data imbalance. It was proposed to perform additional actions on the initial dataset for better classification. The best results were demonstrated by the Random Forest algorithm.

**Keywords:** multiclass classification, machine learning, attacks, classic algorithms, ensemble methods, scikit-learn, NSL-KDD.

## References

1. Sheluhin O.I. *Setevye anomalii. Obnaruzhenie, lokalizatsiia, prognozirovaniie* [Network Anomalies. Detection, localization, prediction]. Moscow: Goriachaia liniia-Telekom Publ.; 2019. 448 p. (in Russ.)
2. Sheluhin O.I., Sakalema D.Z., Filinova A.S. *Obnaruzhenie vtorzhenii v kompiuternye seti (setevye anomalii)*. [Intrusion Detection in Computer Networks: Network Anomalies]. Moscow: Goriachaia liniia-Telekom Publ.; 2016. 220 p. (in Russ.)
3. Thomas R., Pavithran D. A Survey of Intrusion Detection Models based on NSL-KDD Data Set. *Proceedings of the 5th HCT Information Technology Trends, ITT, 28–29 November 2018, Dubai, United Arab Emirates*. Piscataway, NJ: IEEE; 2018. p.286–291. Available from: <https://doi.org/10.1109/CTIT.2018.8649498>
4. Dhanabal L., Shantharajah S.P. A Study on NSL-KDD Dataset for Intrusion Detection System Based on Classification Algorithms. *International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering*. 2015;4(6):446–452. Available from: <https://doi.org/10.17148/IJARCC.2015.4696>
5. Pervez M.S., Farid D.M. Feature selection and intrusion classification in NSL-KDD cup 99 dataset employing SVMs. *Proceedings of the 8th International Conference on Software, Knowledge, Information Management and Applications, SKIMA, 18–20 December 2014, Dhaka, Bangladesh*. Piscataway, NJ: IEEE; 2014. Available from: <https://doi.org/10.1109/SKIMA.2014.7083539>
6. Revathi S., Malathi A. A Detailed Analysis on NSL-KDD Dataset Using Various Machine Learning Techniques for Intrusion Detection. *International Journal of Engineering Research & Technology*. 2013;2(12):1848–1853.
7. Paulauskas N., Auskalnis J. Analysis of data pre-processing influence on intrusion detection using NSL-KDD dataset. *Proceedings of the Open Conference of Electrical, Electronic and Information Sciences, eStream, 27 April 2017, Vilnius, Lithuania*. Piscataway, NJ: IEEE; 2017. Available from: <https://doi.org/10.1109/eStream.017.7950325>
8. Meena G., Choudhary R.R. A review paper on IDS classification using KDD 99 and NSL KDD dataset in WEKA. *Proceedings of the International Conference on Computer, Communications and Electronics, CompTelix, 1–2 July 2017, Jaipur, India*. Piscataway, NJ: IEEE; 2017. p.553–558. Available from: <https://doi.org/10.1109/COMPTELIX.2017.8004032>
9. Ingre B., Yadav A., Soni A.K. Decision Tree Based Intrusion Detection System for NSL-KDD Dataset. *Proceedings of the International Conference on Information and Communication Technology for Intelligent Systems, ICTIS, 25–26 March 2017, Ahmedabad, India*. Cham: Springer; 2017. Vol. 2. p.207–218. Available from: [https://doi.org/10.1007/978-3-319-63645-0\\_23](https://doi.org/10.1007/978-3-319-63645-0_23)
10. Protic D.D. Review of KDD CUP '99, NSL-KDD and KYOTO 2006+ datasets. *Vojnotehnički Glasnik*. 2018;66(3):580–596. Available from: <https://doi.org/10.5937/vojtehg66-16670>
11. Bishop C.M. *Pattern Recognition and Machine Learning*. Berlin: Springer; 2006.
12. Sheluhin O.I., Simonyan A.G., Vanyushina A.V. Influence of training sample structure on traffic application efficiency classification using machine-learning methods. *T-Comm*. 2017;11(2):25–31. (in Russ.)
13. BaseGroupLabs. *Tekhnologii analiza dannykh* [BaseGroupLabs. Data Analysis Technologies]. *Knowledge Discovery in Databases*. (in Russ.) Available from: <https://basegroup.ru/community/articles/kdd> [Accessed 4th March 2019]
14. Sheluhin O.I., Erokhin S.D., Vaniushina A.V. *Klassifikatsiia IP-trafika metodami mashinnogo obucheniiia* [IP-Traffic Classification by Machine Learning Methods]. Moscow: Goriachaia liniia-Telekom Publ.; 2018. 284 p. (in Russ.)
15. Mitchell T. *Machine Learning*. NY: McGraw-Hill; 1997. 414 p.
16. Defazio A., Bach F., Lacoste-Julien S. SAGA: A Fast Incremental Gradient Method With Support for Non-Strongly Convex Composite Objectives. *Proceedings of the 27th International Conference on Neural Information Processing Systems, NIPS, 08–13 December 2014, Montreal, Canada*. Cambridge: MIT Press; 2014. Vol. 1. p.1646–1654.

# МОДЕЛИРОВАНИЕ ФРАКТАЛЬНОГО ОБРАЗА КВАНТОВОГО ГЕНЕРАТОРА

Л.М. Макаров<sup>1</sup>, С.В. Протасеня<sup>1\*</sup>

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

\*Адрес для переписки: saityvodabur@yandex.ru

## Информация о статье

УДК 519.61

Язык статьи – русский

**Ссылка для цитирования:** Макаров Л.М., Протасеня С.В. Моделирование фрактального образа квантового генератора // Труды учебных заведений связи. 2019. Т. 5. № 1. С. 116–123. DOI:10.31854/1813-324X-2019-5-1-116-123

**Аннотация:** Разработка и создание полупроводниковых устройств актуализирует проблему предварительного моделирования, позволяющего в значительной степени снизить затраты на проведение научных и технологических исследований. В представленной статье рассмотрен информационный подход по созданию фрактальной модели полупроводниковой структуры с учетом атомарных конструкций химических элементов, обеспечивающей возможность априорного исследования и вычисления типовых показателей рабочих процессов полупроводника. Методологическая основа процесса моделирования полупроводников представляется основой для разработки гетерогенных конструкций.

**Ключевые слова:** квантовый генератор, полупроводниковая структура, математическая модель.

Научные направления микроэлектроники и полупроводниковых приборов актуализируют внимание на совокупность информационных технологий и технических средств, необходимых для проведения фундаментальных научных исследований, а также на разработку принципов конструирования и синтеза новых материалов и приборов, в частности лазерной техники.

Определение перспективных направлений работ в области создания полупроводниковых квантовых генераторов – лазеров – начинается с построения математических моделей, сформированных с учетом специфики физических и химических свойств полупроводниковых материалов. Следует отметить, что именно такое сочетание показателей рабочих процессов в структуре полупроводника позволяет в последующем провести адекватное сопоставление результатов моделирования с имеющимися техническими показателями экспериментально созданных образцов техники.

Истоки формирования физических понятий в области оптической физики сформировались на основе работ М. Планка [1], примерно в начале XX столетия. Эти теоретические постулаты для хорошо известных явлений излучения светового потока получили развитие в работах А. Эйнштейна [2].

Введенная в научную практику серия новых понятий и терминов прошла многократную проверку, по результату которой сформировалась кван-

товая теория строения материи. Представление о дискретности событий и процессов формируется на понятии кванта энергии. Реконструкция известных понятий физики, производимая на основе нового термина, характеризующего дискретность событий, воспроизвела представление о квантовых системах, отличающихся масштабом и продолжительностью процессов.

Опираясь на представления микромира, где в качестве объектов рассматриваются атомы, молекулы и кластеры, формируется единая концепция эволюции микро- и макромира. Взаимная связь кванта энергии и полевых эффектов способствовали формированию представления о микро- и макросостояниях объектов Природы, которые во многом подобны, но различаются по уровню структурной организации материи.

Выделяя понятия микромира, акцентируется внимание на возможности повторения оптических принципов создания технических средств, но на основе квантовых эффектов. Квантовый оптический генератор, рассматривается как когерентный источник лучистого потока, реализуемый на полупроводниковой структуре.

Этот тезис является чрезвычайно важным для понимания процессов Природы. По современным представлениям, каждый химический элемент обладает уникальным спектром излучения и характеризуется определенной величиной энергии [2, 3].

Это соответствует факту существования некоторой константы – постоянной Планка, произведение которой на частоту излучения конкретного атома «воспроизводит» определенный физический эффект излучения. Наличие такого суждения способствовало укреплению теоретических основ квантовой теории, постулирующей наличие различий у всех объектов, представленных в Природе.

Микро- и макросостояния объекта соотносят с различными способами позиционирования в пространстве. Для макропространства характерно наличие описаний двух видов: корпускулярного или волнового. Принимая во внимание малые расстояния между объектами, в микропространстве одновременно реализуются два описания, различие которых возможно установить, используя вышеупомянутую постоянную Планка. Применение в теоретических расчетах постоянной Планка позволило установить показатель момента импульса фотона, характеризующий количество подвижной массы, а также распределение массы кластера фотонов относительно оси вращения. Сформулированные понятия в значительной степени изменили общий, ранее существующий постулат о принципах эволюции материи и полевых эффектах [6].

Наличие сложных процессов внутри материального объекта, в частности для атомарной конструкции химических элементов, позволило создать теоретические основы проектирования изделий и функциональных блоков микроэлектроники.

Оперируя понятием массы частиц, составляющих элементы некоторого объекта, и понятием энергии частиц, можно формально рассматривать функцию развития событий в исследуемой системе в заданном пространстве. В таком понимании рассматриваемое определение функции состояния системы из нескольких элементов декларирует наличие процесса, обладающего временной разверткой событий. В самом общем понимании такой тезис полностью соответствует теоретическим положениям термодинамики. Любой материальный объект, зафиксированный в начальный момент наблюдения, обладает энергией. Для такого объекта можно указать энергетический уровень, или иначе собственное значение квантовой системы, содержащей микрочастицы: электроны, протоны и другие элементарные частицы. По истечении некоторого времени энергетический уровень объекта понизится. В теоретическом отношении этот постулат справедлив при условии неизменности внешних факторов, хотя по своей сути отражает реальный термодинамический процесс, наблюдаемый повсеместно. Естественным логическим суждением, воспроизводимым на основе этого тезиса, является декларация наличия самопроизвольного процесса выравнивания энергетических состояний как минимум для двух объектов, находящихся в контакте (соприкосновении).

Для определенности положим наличие полупроводниковых структур. Известно, что в полупроводниковых структурах, при заданных условиях, события развиваются лавинообразно. Различают полупроводники *n*- и *p*-типа. Создание полупроводника *n*-типа осуществляется легированием, в процессе которого на поверхность из атомов базового полупроводника наносятся атомы материала донора, обладающие на валентной оболочке одним электроном больше, чем у атомов полупроводника. В полупроводниках *p*-типа основными носителями заряда являются дырки, инициализируемые включениями акцепторных примесей. Структурный профиль проводимости полупроводника определяется двумя уровнями: верхним –  $E_c$ -уровнем и нижним –  $E_v$ -уровнем. Верхний и нижний уровень характеризуют размер запрещенной зоны полупроводника  $\Delta E$ .

При создании контакта между полупроводниками возникает диффузный ток, который реализуется посредством хаотически организованного потока основных носителей заряда (электронов и дырок). В соответствии с известными понятиями термодинамики в полупроводниковой системе устанавливается динамическое равновесие основных носителей заряда. В пространственной области полупроводника, где разнородные потоки основных носителей заряда сопрягаются, частицы рекомбинируют между собой. В результате этого процесса в структуре полупроводников образуется область, не содержащая носителей заряда. Однако, следует признать, что наличие в этой области примесей создает условия формирования малых по величине токов. Это соответствует теоретическим моделям описания рабочих процессов в контактном слое [3].

Область, лишенная основных носителей заряда, находящаяся в соприкосновении с поверхностью полупроводника *p*-типа, приобретает отрицательный заряд, создаваемый потоком электронов. Напротив, контактная поверхность полупроводника *n*-типа приобретает положительный заряд, создаваемый потоком дырок.

Выделяя физическую границу раздела двух полупроводников, отмечаем естественное (самопроизвольное) образование двух слоев с пространственно распределенными зарядами противоположных знаков. Очевидно, что такая структура порождает электрическое поле, инициализирующее появление дрейфового тока, который по направлению противоположен диффузному току. В соответствии с теоретической моделью описания процессов отмечаем, что через некоторое время токовые потоки уравниваются, и в системе устанавливается условное динамическое равновесие пространственных зарядов. Такое состояние системы, представленной двумя полупроводниковыми структурами, характеризуют *p-n*-переходом.

Физические процессы на  $p$ - $n$ -переходе положены в основу работы полупроводникового прибора – диода, в котором область  $p$  является анодом, а область  $n$  – катодом. В электрической цепи диод обеспечивает проводимость только в одном направлении: от анода к катоду.

Эта физическая особенность организации рабочих процессов полупроводниковой структуры в задачах оптики реализуется иначе. Полупроводниковый оптический эффект реализуется на оптическом диоде. Первоначально, в рамках описательной модели рабочих процессов оптического диода, рассматривалась конструкция Фабри-Перо [1], где предусматривается создание двух параллельных оптических зеркальных поверхностей (рисунок 1).

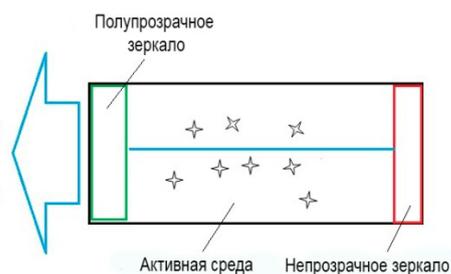


Рис. 1. Схема оптического диода

Для конструкции лазерного оптического диода необходимо запустить механизм вынужденного излучения фотонов с одинаковыми параметрами. Наиболее простое решение получается на основе кристаллического оптического резонатора. Инициализируя появление относительно небольшой группы фотонов в резонаторе, запускается множество подобных процессов, когда появляются новые фотоны с прежней поляризацией и фазой. Фотоны, летящие в других направлениях, покидают активную среду. Поддерживая определенный уровень стартового потока фотонов, можно наблюдать экспоненциальный рост числа фотонов в выходящем потоке. Этот режим соответствует большой заселенности фонами верхних уровней.

Система зеркал (резонатор) позволяет выбрать преимущественное направление движения фотонов – вдоль оси, или точнее, под очень малыми углами к ней. Эти фотоны отражаются от зеркал и опять возвращаются в активную среду, провоцируя другие атомы метастабильного уровня к вынужденному переходу в основное состояние. В целом для создания лазерного диода требуется наличие управляющего потока фотонов и положительной обратной связи

Для возникновения генерации лазерного излучения необходимо, чтобы на длине резонатора  $L$  укладывалось целое число полувольт:

$$L = n \frac{\lambda}{2}, \quad (1)$$

где  $\lambda$  – длина волны;  $n = \overline{1, m}$ .

При достижении определенной мощности излучение выходит через полупрозрачное зеркало. Понимание физического процесса позволило установить малую эффективность лазерного диода, обладающего одним  $p$ - $n$ -переходом (одной гомоструктурой).

На практике развитие получила конструкция с двойной  $p$ - $n$ -гетероструктурой (ДГС). Двойная гетероструктура может создаваться на основе разных материалов и обладать малой шириной запрещенной зоны, конструктивно расположенной между слоями из материала с большой шириной запрещенной зоны. Такая конструкция ДГС обеспечивала существенное увеличение концентрации разнополярных носителей в тонком слое, что способствовало проявлению положительной обратной связи. При этом отражение фотонов от гетеропереходов способствует развитию процессов, направленных на понижение концентрации в области низкого усиления [3, 4].

Для конструкции оптического резонатора Фабри-Перо достаточно просто создаются многочисленные потоки отражения, а, следовательно, происходит усиление лучистого потока, изначально инициализированного в активной среде резонатора. Задавая коэффициент отражения для полупрозрачного зеркала около 50 %, а для непрозрачного зеркала – около 98 %, реализуется оптический эффект многократного усиления. Для полупроводниковой структуры этот принцип сохраняется, но запуск инжекционного процесса осуществляется на  $p$ - $n$ -переходе посредством выбора режима работы управляемого источника тока. На этом принципе реализована конструкция полупроводникового квантового генератора – лазера. Обобщенная схема конструкции оптического полупроводникового лазера представлена на рисунке 2.

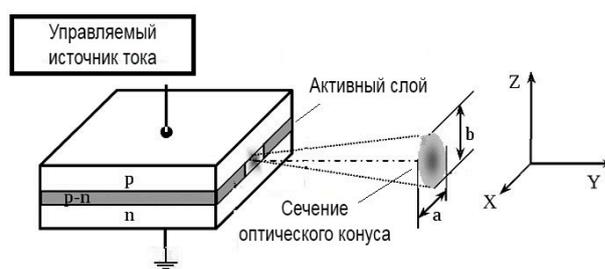


Рис. 2. Схема конструкции лазера на  $p$ - $n$ -переходе

В отличие от лазеров других типов, в полупроводниковых лазерах используются квантовые уровни с большой энергией, дислоцированные между разрешенными энергетическими зонами, а не между дискретными атомарными уровнями энергии. Инверсная населенность создается с помощью инжекции через  $p$ - $n$ -переход неравновесных носителей тока, путем приложения внешнего напряжения в прямом направлении.

По современным технологиям полупроводниковый лазер создается на кристалле, противоположные стороны которого отполированы и представляют поверхности отражения лучистого потока, наподобие оптического резонатора по конструкции Фабри-Перо. Между поверхностями располагается *p-n*-переход. Достаточно малая площадь торцевого сечения *p-n*-перехода позволяет создать направленный лучистый поток. Выходную поверхность можно рассматривать как щель, через которую проходит излучение. Апертурная характеристика излучения лазера определяется дифракционными параметрами полупроводниковых материалов. При толщине *p-n*-перехода в 20 мкм и ширине – 120 мкм, типовая угловая расходимость соответствует приблизительно  $6^0$  в плоскости *XZ* и  $1^0$  – в плоскости *YZ* [3].

По факту профиль поперечного сечения светового конуса близок к эллипсу. Структура полупроводникового лазера подобна структуре светодиода. Торцевые грани конструкции сколоты по определенным кристаллографическим плоскостям, которые образуют почти идеальные зеркальные поверхности, обеспечивающие многократное отражение фотонных потоков и тем самым реализующие условие оптического резонанса.

В такой конструкции генерация когерентного излучения реализуется посредством инжекции основных носителей заряда в виде спонтанных потоков, направленных встречно, что воспроизводит эффект рекомбинации частиц, при котором выделяется энергия в виде потока фотонов.

Квантовая теория, оперируя понятиями электронной и кристаллической структуры полупроводника, позволяет констатировать наличие запрещенной зоны  $E_g$ , определяемой как пространство, в котором отсутствуют электроны. Фактически такая зона находится между полностью заполненной электронами области при температуре  $T = 0$  и валентной зоной  $E_v$  при такой же температуре. При действии некоторого напряжения на *p-n*-переходе запускается процесс инжекции электронов и дырок.

Введение в рассмотрение показателя  $E_g$  позволяет создать таксономическое правило выделения полупроводников, металлов и диэлектриков. С другой стороны, для полупроводниковых лазеров такое правило способствует формированию предварительной оценки мощности излучения, что важно для практики.

Инжекция осуществляется с учетом физических свойств полупроводника, в котором выделяют валентную зону и зону проводимости. Разность энергий этих зон определяет энергетические свойства полупроводника, и характеризуются шириной запрещенной зоны. При температуре 300 °К у кремния ширина запрещенной зоны  $\Delta E = 1,12$  эВ; у германия  $\Delta E = 0,66$  эВ; у арсенида галлия  $\Delta E = 1,43$  эВ; у карбида кремния примерно  $\Delta E = 2,4 \sim 3,4$  эВ [1].

Комбинация как минимум из двух полупроводниковых материалов позволяет создать конструкцию квантового генератора. Для этого используют два различных примесных полупроводника, один из которых вырожден по электронам, другой по дыркам. Контакт двух таких полупроводников образует *p-n*-переход и резонатор.

Лазерный резонатор – активный резонатор; в конструктивном отношении сложное устройство. Различают пассивные и активные резонаторы. Следует отметить, что рабочие режимы пассивных резонаторов значительно проще и достаточно полно изучены. Напротив, для активных резонаторов полные понятия о рабочих режимах находятся в стадии изучения. Наибольший практически интерес в изучении рабочих режимов активных резонаторов уделяется вопросам формирования энергетических портретов затухания различных мод. Принимая во внимание, что при наличии блока управления можно создавать высокодобротные моды, обратимся к рассмотрению внутренней среды квантового резонатора.

Рассмотрим основные параметры модели описания рабочих процессов в резонаторе, созданном на основе нескольких полупроводниковых структур. Уточним понятие моды. Предположим, что мода характеризуется одной из составляющих набора вычисленных функций, которые образуют сигнал. В этом смысле справедливо и обратное утверждение, согласно которому любой сигнал можно позиционировать некоторым набором вычисленных мод. Разложение сигнала на эмпирические функции позволяет проводить построение моделей и исследовать локальные явления.

В соответствии с принятым физическим описанием процесса внутри резонатора и наличием устойчивого процесса рекомбинации электронов – дырок, отмечаем наличие некоторого значения плотности энергии излучения.

В построении описания модели используются основные понятия квантовой механики и теории электромагнитного поля [2]. В таком случае принимаем постулат, что в атомарной конструкции из как минимум двух полупроводников реализуется два энергетических уровня  $E_1$  и  $E_2$ , отождествляемыми с волновыми функциями:

$$\begin{aligned} \varphi_1(r, t) &= u_1(r) \exp\left(-i \left(\frac{E_1}{\hbar}\right) t\right), \\ \varphi_2(r, t) &= u_2(r) \exp\left(-i \left(\frac{E_2}{\hbar}\right) t\right). \end{aligned} \quad (2)$$

Тогда частота перехода между энергетическими уровнями определяется выражением:

$$\omega_0 = \frac{E_2 - E_1}{2\pi\hbar}, \quad (3)$$

где  $\hbar$  – постоянная Планка;  $E$  – электрическое поле, определяемое выражением:

$$E = E_0 \sin(\omega t). \quad (4)$$

Введем в рассмотрение принцип добротности резонатора для разных мод. Фактически такой принцип позволит оценить роль каждой из мод и, одновременно с этим, установить оценку эффективности рабочих процессов квантового генератора. Очевидно, что различные моды в резонаторе будут иметь уникальные показатели затухания. Воспользуемся этим физически аргументированным понятием и констатируем, что реальная полупроводниковая структура квантового генератора обладает базовым значением частоты излучения, которая полностью определяется атомарной конструкцией материала полупроводников. Добротность моды будем определять из выражения:

$$Q = 2\pi \frac{E_{\text{полная}}}{E_{\text{потерь}}(T)}, \quad (5)$$

где  $E_{\text{полная}}$  – полная энергия, запасенная в резонаторе;  $E_{\text{потерь}}(T)$  – энергия, теряемая за период. Из этого выражения следует, что изменение энергии  $E_{\omega}$ , запасенной в моде частотой  $\omega$  за время  $dt$ , определяется выражением:

$$dE_{\omega}(t) = -E_{\omega} \frac{\omega}{Q} dt. \quad (6)$$

В таком случае констатируем, что запасенная в резонаторе энергия со временем будет уменьшаться по экспоненциальному закону:

$$E_{\omega}(t) = E_{\omega}(0) \exp\left(-\left(\frac{\omega}{Q}\right)t\right). \quad (7)$$

Это свидетельствует, что изменение мощности излучения в течение установленного периода наблюдения полностью совпадает с аналогичным режимом работы типичного осциллятора.

Применяя определенный режим управления инжекционными потоками в полупроводнике, можно реализовать дробно-периодический режим излучения, обладающий установленной частотой фотонного потока, формируемой сквозь полупрозрачную торцевую поверхность кристалла.

Полагаем, что добротность обратно пропорциональна скорости затухания собственных колебаний в системе. То есть, чем выше добротность колебательной системы, тем меньше потери энергии за каждый период и тем медленнее затухают колебания. В таком случае значение добротности максимальны при 1. В этом случае минимальны потери и, как следствие для резонатора лазера, отсутствие излучения наружу. Это соответствует физическому пониманию процесса излучения на полупроводниковой структуре. Наличие значений добротности меньше единицы соответствует случаю, так называемых, полезных частичных потерь фотонного потока. Это случай обнаружения фотонного потока снаружи полупроводниковой структуры, что и характеризует процесс лазерного излучения.

Принимая указанные суждения, оценим величину параметра  $\varepsilon$ , характеризующего, на сколько процентов отличается частота  $\omega$  затухающих колебаний резонатора, созданного на полупроводниках разной проводимости, от частоты  $\omega_0$  собственных колебаний резонатора. Фактически такой показатель характеризует величину потерь от общего фотонного потока и тождественен потоку фотонов, составляющих излучение лазера.

В методологическом отношении используем типовой метод решения. В таком случае добротность колебательного контура определим выражением:

$$Q = \frac{\pi}{\delta}, \quad (8)$$

где  $\delta$  – логарифмический декремент затухания, определяемый по выражению:  $\delta = \beta T$ . При условии, что величина  $\beta$  фиксирована, значение  $\delta$  прямо пропорциональна периоду колебаний  $T$ . Применение на практике логарифмического декремента затухания  $\delta$  продиктовано простотой расчета реального значения. Если известны два значения амплитудных колебаний, с интервалом в один период, то можно определить коэффициент затухания  $\beta$ :

$$Q = \frac{\pi}{\beta T} - \frac{\pi\omega}{2\pi\beta} = \frac{\omega}{2\beta} \Rightarrow \beta = \frac{1}{2Q}. \quad (9)$$

Рассчитаем значение частоты  $\omega^2$ :

$$\omega^2 = \omega_0^2 - \beta^2. \quad (10)$$

Разделим две части равенства на  $\omega^2$ :

$$\frac{\omega^2}{\omega^2} = \frac{\omega_0^2}{\omega^2} - \frac{\beta^2}{\omega^2} \Rightarrow \frac{\omega_0^2}{\omega^2} = 1 + \frac{\beta^2}{\omega^2}. \quad (11)$$

И далее:

$$\frac{\omega_0^2}{\omega^2} = 1 + \frac{1}{4Q^2} = \frac{4Q^2 + 1}{4Q^2}. \quad (12)$$

Преобразуем это выражение к виду:

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{2Q}{\sqrt{4Q^2 + 1}} = \varepsilon, \quad (13)$$

где  $\varepsilon$  – искомый параметр, позволяющий оценить эффективность работы квантового генератора (полупроводникового лазера). Это полезные потери фотонного потока, который с учетом конструктивных особенностей резонатора способен проникнуть во внешнюю среду.

Построение математической модели рабочих процессов лазера на полупроводниковой структуре, созданной как минимум из двух разных полупроводниковых материалов, проведем по функциональному выражению развертки событий посредством уравнения эпициклоиды, где  $t = [0, 2\pi]$ :

$$\begin{aligned} X(t) &= (R + r)\cos(t) - r\cos\left(\frac{R+r}{r}t\right), \\ Y(t) &= (R + r)\sin(t) - r\sin\left(\frac{R+r}{r}t\right). \end{aligned} \quad (14)$$

Полагаем, что физические основы полупроводниковой конструкции квантового генератора требуют наличия двух поверхностей, обладающих разной квантовой характеристикой проводимости. Образование контактного слоя на основе таких материалов создает условия инжекции «электрон – дырка» носителей заряда, рекомбинирующих в *p-n*-переходе и инициализирующих образование фотонного потока.

В уравнении эпициклоиды это условие реализуется парой параметров: *R* и *r*. Физическая интерпретация параметров такова, что позволяет установить размер запрещенной зоны  $E_g$ , а также оценить добротность полупроводниковой конструкции *Q* и вычислить показатель эффективности  $\epsilon$  в рабочих режимах конструкции лазера.

В терминах обсуждаемой модели это справедливые и достаточные условия. Действительно, в случае идентичных полупроводниковых материалов, в физическом отношении, не образуется *p-n*-переход, а, следовательно, отсутствует эффект излучения, а уравнение эпициклоиды реализуется при условии, что  $R = r$ . Следуя этим представлениям, полагаем:  $Q = r/R$ . Ширину запрещенной зоны  $E_g$  определим по выражению:

$$E_g = \left( \frac{\sqrt{(x_0 - x_{2\pi})^2 + (y_0 - y_{2\pi})^2}}{R - r} \right), \quad (15)$$

где  $x_0, x_{2\pi}$  и  $y_0, y_{2\pi}$  – начальные и конечные значения функции (14), представленные на интервале  $2\pi$  развертки событий в модели.

Отождествляя *R* с количеством нейтронов обобщенной полупроводниковой структуры и *r* с количеством протонов, проведем расчеты. Создадим фрактальные портреты полупроводниковых структур, представленных в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Атомарные конструкции лазера

№	Атомарный состав п/проводника	Масса (а.е.м)	Количество нейтронов	Количество протонов
1.	ZnO	82	44	38
2.	ZnS	99	53	46
3.	ZnSe	145	81	64
4.	CdSe	192	110	82
5.	CdTe	241	100	141
6.	CdS	146	82	64
7.	GaAs	144	80	64
8.	GaP	100	54	46
9.	GaN	83	45	38
10.	InN	127	71	56

Моделируя сложный диффузионный процесс на границе раздела полупроводниковых структур, используем классические определения массы химических элементов и изотопного состава. Для конструкции полупроводникового лазера создаем полный численный показатель массы, а протонную и нейтронную составляющие указываем отдельно

[2]. Выделение «протон – нейтрон» пары создает идентификатор конструкции, который в физическом отношении характеризует особенности организации и поддержки фотонных потоков в полупроводниковом лазере, где инициализируются запрещенная зона, зона проводимости и валентная зона. Проведем необходимые расчеты параметров: «добротность», «количество мод», «ширина запрещенной зоны», также укажем справочные данные [3] (таблица 2). Коэффициент корреляции расчетных и справочных данных оказался равен  $\eta = 0,745071$ .

ТАБЛИЦА 2. Расчетные показатели и справочные данные атомарных конструкций лазеров

№	Атомарный состав	Добротность	Количество мод, $\epsilon$ (%)	Ширина запрещенной зоны $E_g$ , эВ	
				Расчетные показатели	Справочные данные
1.	ZnO	0,86	13,46	6,03	3,37
2.	ZnS	0,87	13,35	6,05	3,50
3.	ZnSe	0,79	15,5	5,58	2,7
4.	CdSe	0,75	16,95	5,15	1,74
5.	CdTe	0,71	18,27	4,68	1,45
6.	CdS	0,78	15,8	5,5	2,42
7.	GaAs	0,8	15,2	5,66	1,43
8.	GaP	0,85	13,76	5,98	2,25
9.	GaN	0,84	13,95	5,94	3,25
10.	InN	0,79	15,54	5,57	2,6

Избранный перечень атомарных конструкций является типичным и обладает простыми, хорошо интерпретируемыми показателями, в частности, показателем запрещенной зоны, на основе которого классифицируются различные материалы в электротехнике. Малые значения запрещенной зоны отождествляют с металлами, средние значения – с полупроводниками, а высокие значения относят к категории диэлектриков. Можно показать, что этот тезис соответствует модели. Другими словами, при абсолютной идентичности полупроводников, лишь формально образующих контактный слой, получаем типичные значения  $E_g$ , близкие к нулю. В теоретическом отношении это свидетельствует о возможности сочетания двух идентичных материалов без зоны перехода, а фактически – с единой кристаллической структурой. Принимая это суждение, декларируем адекватность математической модели, физическому процессу воспроизведения запрещенной зоны.

Относительно несложный анализ данных таблицы 2 наглядно показывает абсолютное присутствие полупроводников. Сопоставляя расчетные значения запрещенной зоны полупроводника со справочными данными [3], убеждаемся в наличии общих тенденций, которые в терминах модели требуют уточнения. Обнаружение общего принципа построения вариативного ряда, исключительно по результатам

расчетов в модели, может свидетельствовать об определенной адекватности реальных и моделируемых процессов. Подмечая этот феномен, представим подборку из нескольких фрактальных образов

атомарных конструкций полупроводников, составляющих основу конструкции лазера (рисунок 4), где по оси абсцисс – позитронная компонента, а по оси ординат – нейтронная компонента.

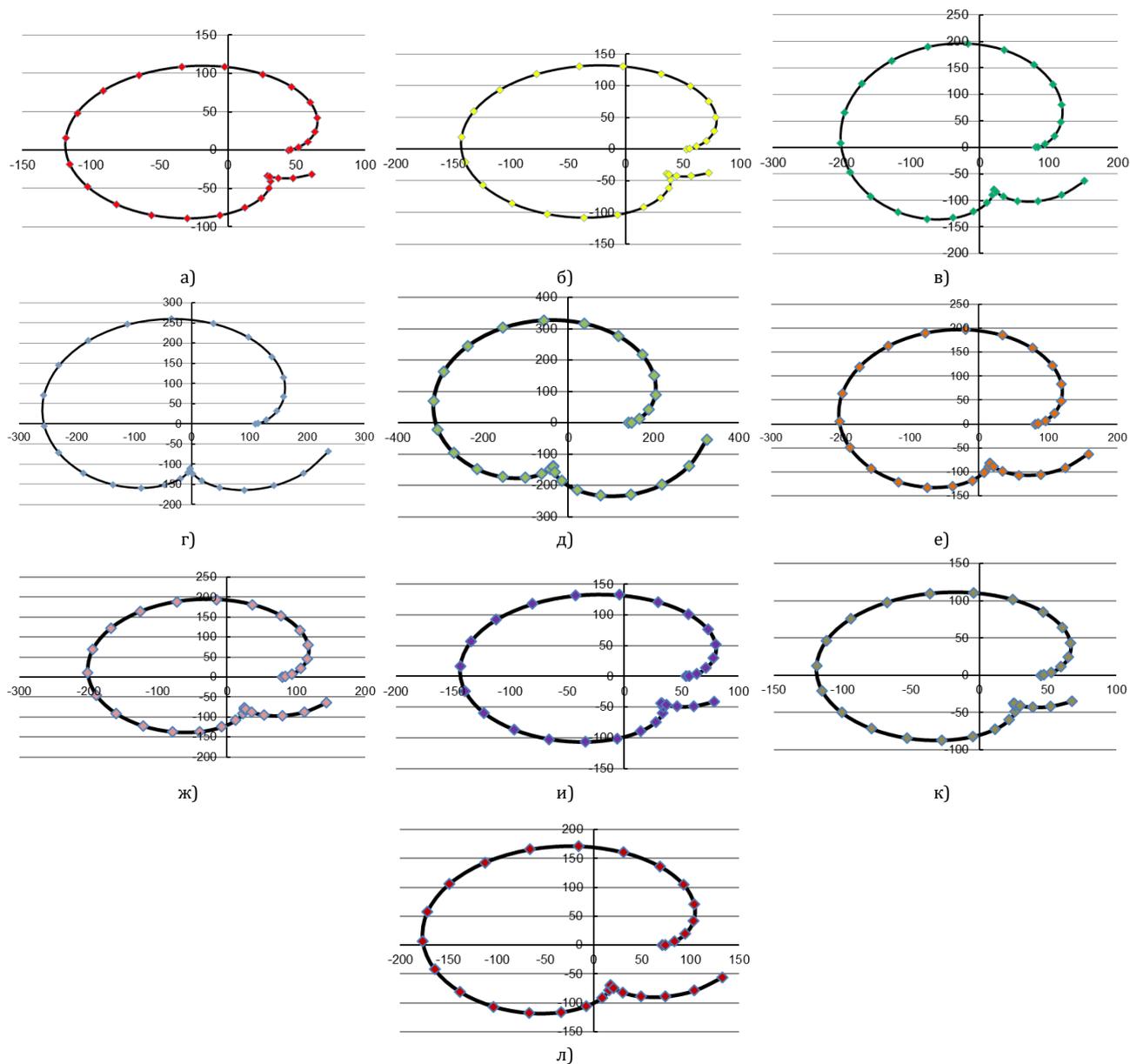


Рис. 4. Фрактальный образ атомарной конструкции лазера на полупроводниках: а) SnO /44–38/; б) SnS /53–46/; в) ZnSe /81–64/; г) CdSe /110–82/; д) CdTe /141–100/; е) CdS /82–64/; ж) GaAs /80–64/; з) GaP /54–46/; и) GaN /45–38/; л) InN /71–56/

Отмечая подобие фрактальных образов, трудно увидеть и отличия, которые проявляются на завершающем этапе реализации потока событий. Завершающие элементы трека событий фрактального образа характеризуются разной продолжительностью и отличаются в точках пресечения с координатными осями. Представленные фрактальные образы реализованы по уравнению эпициклоиды, составляющей основу информационной модели развертки событий в полупроводниковой структуре, созданной минимум из двух разнопроводящих материалов. Принимая во внимание, в том числе и физический аспект создания

полупроводниковой конструкции лазера на исключительно чистом химическом материале, декларируется необходимость учета «позитрон – нейтрон» пары, выраженной не в массовой, а количественной оценке.

По существу, такое условие позволяет достаточно полно установить особенности реализации рабочих режимов инжекции, и, одновременно с этим, создать графический образ, который при необходимости можно тиражировать благодаря функциональной особенности выбранного математического выражения.

Использование устойчивые во времени атомарные конструкции, где количество протонов и нейтронов соотносится с большим временем жизни кристалла, указывает на возможность априорного вычисления по модели адекватных оценок запрещенной зоны [2].

Примененный метод построения математической модели развертки событий в полупроводниковой структуре, на примере лазерной конструк-

ции позволяет значительно сократить объем вычислений в рамках квантовой механики, что сокращает время получения конечного суждения. Также в рамках предложенного подхода оказывается возможным значительно расширить набор других полупроводниковых материалов, что в полной мере отвечает современным тенденциям конструирования гетерогенных полупроводниковых структур.

#### Список используемых источников

1. Планк М. Введение в теоретическую физику. Оптика. М: КомКнига, 2010. 160 с.
2. Мартинсон Л.К., Смирнов Е.В. Квантовая физика: учебное пособие. М: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012. 527 с.
3. Макаров Л.М., Поздняков А.В., Протасеня С.В. Эргодическая модель атомарных конструкций // Труды учебных заведений связи. 2018. Т. 4. № 3. С. 74–84. DOI:10.31854/1813-324X-2018-4-3-74-84
4. Демтредер В. Современная лазерная спектроскопия: учебное пособие. Долгопрудный: ИД «Интеллект», 2014. 1072 с.
5. Пихтин Н.А. Слипченко С.О., Соколова З.Н., Тарасов И.С. Внутренние оптические потери в полупроводниковых лазерах // Физика и техника полупроводников. 2004. Т. 38. №. 3. С. 374–381.
6. Басов Н.Г. Прохоров А.М. Молекулярный генератор и усилитель // Успехи физических наук. 1955. Т. 57. № 3. С. 485–501.

\* \* \*

## THE FRACTAL SIMULATION IMAGE OF THE QUANTUM GENERATOR

L. Makarov<sup>1</sup>, S. Protasenya<sup>1</sup>

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

#### Article info

Article in Russian

**For citation:** Makarov L., Protasenya S. The Fractal Simulation Image of the Quantum Generator. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2019;5(1):116–123. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2019-5-1-116-123>

**Abstract:** *Development and creation of semiconductor devices updates a problem of the preliminary modeling allowing lowering substantially costs of carrying out scientific and technological research. In the presented material of work information approach on creation of fractal model of the semiconductor structure taking into account atomic designs of chemical elements providing a possibility of a priori research and calculation of standard indicators of working processes of the semiconductor is considered. The methodological basis of process of modeling of semiconductors is represented a basis for development of heterogeneous designs.*

**Keywords:** *quantum generator, semiconductor structure, mathematical model.*

#### References

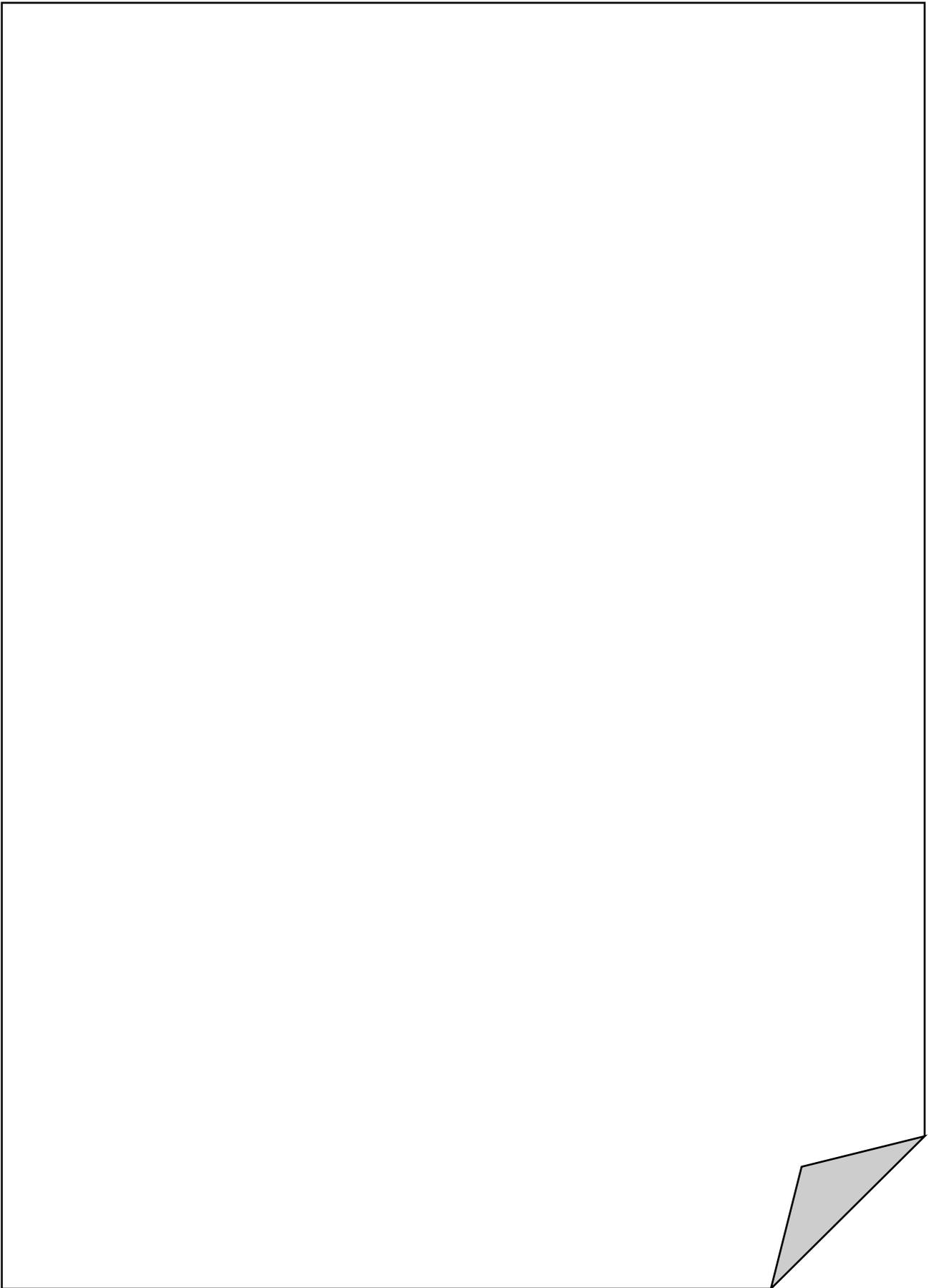
1. Planck M. *Vvedenie v teoreticheskuiu fiziku. Optika*. [Introduction to theoretical physics. Optics]. Moscow: Komkniga Publ.; 2010. 160 p. (in Russ.)
2. Martinson L.K., Smirnov E.V. *Kvantovaya fizika: uchebnoe posobie* [Quantum Physics. A Tutorial]. Bauman Moscow State Technical University Publ.; 2012. 497 p. (in Russ.)
3. Makarov L., Pozdnyakov A., Protasenya S. Ergodic Model of Atomic Designs. *Proceedings of Telecommunication Universities*. 2018;4(3):74–84. (in Russ.) Available from: <https://doi.org/10.31854/1813-324X-2018-4-3-74-84>
4. Demtredere V. *Sovremennaya lazernaya spektroskopiya: uchebnoe posobie* [Modern Laser Spectroscopy. A Tutorial]. Dolgoprudnyi: Intellekt Publ.; 2014. 1072 p. (in Russ.)
5. Pikhitin N.A., Slipchenko S.O., Sokolova Z.N., Tarasov I.S. Internal optical loss in semiconductor lasers. *Semiconductors*. 2004;38(3):360–367. Available from: <https://doi.org/10.1134/1.1682615>
6. Basov N.G., Prokhorov A.M. Molekuliarnyi generator i usilitel [The molecular oscillator and amplifier]. *Physics-Uspokhi*. 1955;57(3):485–501. (in Russ.)

## СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

- АНАНЬЕВ** младший научный сотрудник АО «Научно-производственное объединение Государственный оптический институт им. С.И. Вавилова», аспирант Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики, [v.a.ananyev@goi.ru](mailto:v.a.ananyev@goi.ru)  
**Владислав Анатольевич**
- АЛЬ-БАХРИ** аспирант кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, [albahri.89@hotmail.com](mailto:albahri.89@hotmail.com)  
**Махмуд Саид Нассер**
- АНДРЕЕВА** кандидат физико-математических наук, доцент кафедры фотоники и линий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, [AndreevaElenaFils@gmail.com](mailto:AndreevaElenaFils@gmail.com)  
**Елена Ивановна**
- БЫЛИНА** кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры фотоники и линий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, [BylinaMaria@mail.ru](mailto:BylinaMaria@mail.ru)  
**Мария Сергеевна**
- ГЛАГОЛЕВ** кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой фотоники и линий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, [GlagolevSF@yandex.ru](mailto:GlagolevSF@yandex.ru)  
**Сергей Федорович**
- ГОРЯЧЕВ** инженер АО «НПП «Радар ММС», [desant462@gmail.com](mailto:desant462@gmail.com)  
**Николай Викторович**
- ДВОРНИКОВ** доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, [practicdsv@yandex.ru](mailto:practicdsv@yandex.ru)  
**Сергей Викторович**
- ДОЦЕНКО** аспирант кафедры фотоники и линий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, [0472895@gmail.com](mailto:0472895@gmail.com)  
**Сергей Эдуардович**
- ДЕМИДОВ** начальник Научно-производственного комплекса «Волокно» АО «Научно-производственное объединение Государственный оптический институт им. С.И. Вавилова», [demidov@goi.ru](mailto:demidov@goi.ru)  
**Владимир Витальевич**
- ЗИКРАТОВ** доктор технических наук, профессор, декан факультета информационных систем и технологий Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, [zikratov.ia@spbgut.ru](mailto:zikratov.ia@spbgut.ru)  
**Игорь Алексеевич**
- ЗИКРАТОВА** преподаватель Военного института (Военного-морского политехнического) ВУНЦ ВМФ «Военно-морская академия», [ztv64@mail.ru](mailto:ztv64@mail.ru)  
**Татьяна Викторовна**
- КАЖЕМСКИЙ** аспирант кафедры «Информационная безопасность» Московского технического университета связи и информатики, [m.kazhenskiy@gmail.com](mailto:m.kazhenskiy@gmail.com)  
**Михаил Андреевич**
- КИРИЧЕК** доктор технических наук, доцент, доцент кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, [kirichek.sut@mail.ru](mailto:kirichek.sut@mail.ru)  
**Руслан Валентинович**
- КОВАЛГИН** доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, [kowalgin@sut.ru](mailto:kowalgin@sut.ru)  
**Юрий Алексеевич**
- ЛЕОНОВ** кандидат технических наук, начальник учебно-исследовательской лаборатории современных проблем фотоники Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана, [leonov-st@ya.ru](mailto:leonov-st@ya.ru)  
**Станислав Олегович**
- МАКАРОВ** кандидат технических наук, профессор, профессор кафедры конструирования и производства радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, [elfbio@gmail.com](mailto:elfbio@gmail.com)  
**Леонид Михайлович**

- МУХИЗИ Самуэль** аспирант кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, [samno1@yandex.ru](mailto:samno1@yandex.ru)
- НИКОНОРОВ Николай Валентинович** доктор физико-математических наук, профессор, директор Научно-исследовательского центра оптического материаловедения, заместитель декана факультета фотоники и оптоинформатики Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики, [nikonorov@oi.ifmo.ru](mailto:nikonorov@oi.ifmo.ru)
- ПАРАМОНОВ Александр Иванович** доктор технических наук, профессор кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, [alex-in-spb@yandex.ru](mailto:alex-in-spb@yandex.ru)
- ПАХОМОВ Михаил Олегович** кандидат технических наук, senior research engineer Санкт-Петербургского филиала корпорации LG Electronics Inc., [mpakhomov39@gmail.com](mailto:mpakhomov39@gmail.com)
- ПРОТАСЕНЯ Сергей Витальевич** кандидат технических наук, доцент кафедры конструирования и производства радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, [saitvodabur@yandex.ru](mailto:saitvodabur@yandex.ru)
- РОГОЗИНСКИЙ Глеб Гендрихович** кандидат технических наук, начальник НОЦ «Медиацентр», доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, старший научный сотрудник лаборатории проблем экологии транспортных систем Института проблем транспорта им. Н.С. Соломенко РАН, [gleb.rogozinsky@gmail.com](mailto:gleb.rogozinsky@gmail.com)
- САЗОНОВ Дмитрий Данилович** аспирант кафедры сетей связи и передачи данных Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, [dim-saz@yandex.ru](mailto:dim-saz@yandex.ru)
- САНТУШ Виржилио Матеуш Жоао Душ** аспирант кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, [svirgilio5@gmail.com](mailto:svirgilio5@gmail.com)
- СИМОНИНА Ольга Александровна** кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, [olga.simonina@spbgut.ru](mailto:olga.simonina@spbgut.ru)
- ФОКИН Григорий Алексеевич** кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, победитель конкурсной стипендиальной программы Владимира Потанина 2017/2018 с новым учебным курсом «Принципы и технологии цифровой связи на основе программно-конфигурируемого радио», [grihafokin@gmail.com](mailto:grihafokin@gmail.com)
- ЦАНК Владислав Владимирович** инженер кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, [pro100zank@gmail.com](mailto:pro100zank@gmail.com)
- ЧАЙМАРДАНОВ Павел Александрович** аспирант кафедры фотоники и линий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, [pchai@yandex.ru](mailto:pchai@yandex.ru)
- ШЕЛУХИН Олег Иванович** доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Информационная безопасность» Московского технического университета связи и информатики, [sheluhin@mail.ru](mailto:sheluhin@mail.ru)

**ДЛЯ ЗАМЕТОК**



# СПбГУТ)))

РЕГИОНАЛЬНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ  
СТУДЕНТОВ, АСПИРАНТОВ И МОЛОДЫХ УЧЕНЫХ

# Студенческая ВЕСНА 2019

## НАУЧНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ КОНФЕРЕНЦИИ:

- Радиотехнологии связи
- Инфокоммуникационные сети и системы
- Информационные системы и технологии
- Теоретические основы радиоэлектроники
- Цифровая экономика, управление и бизнес-информатика
- Гуманитарные проблемы в отрасли связи и телекоммуникаций
- Сети связи специального назначения

## МЕСТО ПРОВЕДЕНИЯ:

Санкт-Петербург  
пр. Большевиков, 22/1  
Английский пр., 3  
наб. р. Мойки, 65

**28–29**  
**МАЯ**



**ПОДРОБНОСТИ НА САЙТЕ:**  
[apino.spbgut.ru/stud-vesna](http://apino.spbgut.ru/stud-vesna)

Дизайн обложки – ООО «Комильфо»

План издания научной литературы 2019 г., п. 2

Подписано в печать 28.03.2019	Усл.-печ. л. 16,0	Формат 60×84 <sub>1/8</sub>	Тираж 1000 экз.	Заказ № 984	Свободная цена
----------------------------------	----------------------	--------------------------------	--------------------	----------------	----------------

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](mailto:tuzs@spbgut.ru) Web: [tuzs.sut.ru](http://tuzs.sut.ru) VK: [vk.com/spbtuzs](http://vk.com/spbtuzs)



ISSN: 1813-324X

Подписной индекс по каталогу "Издания органов НТИ" Агентства "Роспечать" – 59983